



Europäisches Patentamt  
European Patent Office  
Office européen des brevets



Veröffentlichungsnummer: **0 600 164 A1**

12

## EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

21 Anmeldenummer: 93113875.4

51 Int. Cl. 5: **H04R 3/02**

22 Anmeldetag: 31.08.93

30 Priorität: 08.09.92 DE 4229912

43 Veröffentlichungstag der Anmeldung:  
08.06.94 Patentblatt 94/23

64 Benannte Vertragsstaaten:  
AT BE CH DE ES FR GB IT LI NL SE

71 Anmelder: Alcatel SEL Aktiengesellschaft  
Lorenzstrasse 10  
D-70435 Stuttgart(DE)

72 Erfinder: Walker, Michael

Ringstrasse 35  
D-73666 Baltmannsweiler(DE)  
Erfinder: Heitkampfer, Peter  
Kirchplatz 3  
D-64846 Gross-Zimmern(DE)

74 Vertreter: Knecht, Ulrich Karl et al  
Alcatel SEL AG,  
Patent- und Lizenzwesen,  
Postfach 30 09 29  
D-70449 Stuttgart (DE)

54 Verfahren zum Verbessern der Übertragungseigenschaften einer elektroakustischen Anlage.

57 Bei einem Telefon mit einer Freisprecheinrichtung und Kompandersteuerung erfolgt die Einstellung der Kennlinie ( $LU2 = f(LU1)$ ) des Kompanders so, daß eine einwandfreie Funktion bei üblichen Systemparametern gewährleistet ist. Treten sehr hohe Sprach-, Wiedergabe- oder Geräuschpegel auf, dann kommt es zu Fehlsteuerungen. Durch Ableitung ei-

nes getrennten Sprach- und Geräuschpegels aus dem Sendesignal und einer darauf ermittelten Steuergröße erfolgt eine zusätzliche Kennliniensteuerung bei stark abweichenden höheren Pegeln der genannten Art. Die Sprachverständlichkeit ist dadurch auch bei den hohen Pegeln noch gewährleistet.

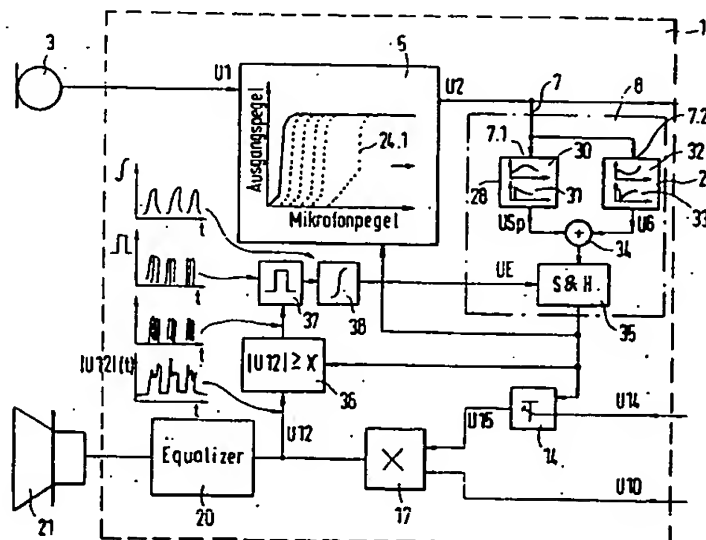


FIG. 2

EP 0 600 164 A1

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zum Verbessern der Übertragungseigenschaften einer mit einer adaptiven Dynamiksteuerung versehenen elektroakustischen Anlage gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

Ein derartiges Verfahren ist aus der DE - A 37 24 346 bekannt. Durch den Kompander werden die vom Mikrophon gelieferten Signale, im folgenden Sendesignale genannt, soweit sie über einem Sollwert liegen, auf einen einheitlichen Signalpegel komprimiert, soweit sie den Sollwert aufweisen, maximal verstärkt, und soweit sie unter dem Sollwert liegen, expandiert. Die Kompander-Kennlinie  $LU_2 = f(LU_1)$  besitzt einen steilen Expansionsbereich und einen flachen Kompressionsbereich. Durch Rückführung der Ausgangssignale über einen Tiefpaß oder ein Bandfilter zum Eingang des Kompanders kann die Kennlinie verschoben und gegebenenfalls auch die Kennliniensteilheit im Expansionsbereich verändert werden. Außerdem kann die Kennlinienverschiebung in Abhängigkeit von der Lautstärkeeinstellung im Empfangszweig bewirkt werden. Die Systemparameter werden in der Regel herstellerseitig auf übliche, akustische Umgebungsverhältnisse in einem Büroraum eingestellt.

Liegen davon abweichende Verhältnisse vor, z.B. sehr hoher Geräuschpegel, so muß ein manueller Abgleich vorgenommen werden, da beim Ansteigen der Umgebungsgeräusche über den Einsatzpunkt der Expansion diese mit erhöhter Verstärkung übertragen werden.

Mit der vorliegenden Erfindung soll die Aufgabe gelöst werden, das bekannte Verfahren bzw. eine dafür geeignete Anlage so weiterzubilden, daß sowohl bei Anhebung der Besprechungslautstärke als auch bei zunehmendem Umgebungsgeräusch eine gute Verständigung erreicht wird, ohne daß der Teilnehmer besondere Maßnahmen treffen muß.

Gelöst wird diese Aufgabe durch die im Anspruch 1 angegebenen Merkmale.

Durch diese aus dem Sendesignal abgeleitete Spracherkennung und Geräuscherkennung, der besonderen Art der Spracherkennung sowie der Steuerung sowohl des Kompanders als auch der Empfangslautstärke mittels der aus der Sprach- und Geräuscherkennung erzeugten Steuergrößen wird erreicht, daß die zu übertragende Sprache über dem Sollwert immer mit konstantem Pegel gesendet wird, mit zunehmendem Umgebungsgeräusch die Empfangslautstärke angehoben, der Geräuschpegel jedoch durch die Expanderfunktion abgesenkt wird, ohne daß irgendwelche manuelle Eingriffe in den Verfahrensablauf oder in der Anlage vorgenommen werden müssen.

Zwar ist es bereits z.B. aus der DE-OS 24 56 468 bekannt, zum Verbessern der Verständlichkeit

einer elektroakustischen Tonwiedergabe, bei der Umgebungsgeräusche auftreten, einen Störgeräusche feststellenden, zusätzlichen Detektor vorzusehen und mit zunehmendem Geräuschpegel die Wiedergabeschallstärke zu erhöhen. Es erfolgt aber kein Absenken der Störgeräusche und keine Erzeugung einer Steuerkomponente aus Sprach- und Störsignalen des Sendezweiges. Es findet jedoch eine störsignalabhängige und frequenzabhängige Nutzsinalkompression statt, um bei der Wiedergabe der Differenz zwischen lauten und leisen Stellen zu vermindern.

Weitere vorteilhafte Einzelheiten der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben und nachfolgend anhand der in der Zeichnung veranschaulichten Ausführungsbeispiele beschrieben.

Es zeigen:

- Fig. 1 ein Blockschaltbild eines Freisprechprinzips eines Telekommunikations-Endgerätes mit adaptiver Dynamiksteuerung,
- Fig. 2 ein erweitertes Blockschaltbild,
- Fig. 3 und 4 je ein Flußdiagramm der Arbeitsweise einer Kompandersteuerung,
- Fig. 5 den zeitlichen Verlauf des Sendesignals am Kompanderausgang,
- Fig. 6 ein Kennlinienfeld einer möglichen Kennlinienform,
- Fig. 7 und 8 den prinzipiellen Aufbau eines Sprachdetektors bzw. eines Geräuschetektors mit graphischer Darstellung der Filterkurve und der Zeitkonstante derselben,
- Fig. 9 einen Prinzip-Schaltplan eines Telekommunikations-Endgerätes mit der erfindungsgemäßen Erweiterung,
- Fig. 10 ein weiteres Blockschaltbild des Eingangsteils, z.B. eines Endgerätes und
- Fig. 11 ein dazu mögliches Kennlinienfeld.

In dem Blockschaltbild der Fig. 1 ist mit 1 eine elektroakustische Anlage in Form eines Kommunikations-Endgerätes mit einer Freisprecheinrichtung bezeichnet. Sie besitzt einen Sendezweig 2 mit einem Mikrophon 3, dessen Sendesignal  $U_1$  am Eingang 4 eines Verstärkers, einen Kompressor und einen Expander aufweisenden Kompanders 5 anliegt. Vom Ausgang 6 des Kompanders 5 ist das modifizierte Sendesignal  $U_2$  zu einer Übertragungsleitung geführt. Außerdem liegt es an dem Eingang 7 einer Kompandersteuerung 8. An einen zweiten Eingang 9 derselben liegt das Sendesignal  $U_1$ . Der Ausgang 10 der Kompandersteuerung 8 ist mit dem Steuereingang 11 des

Komponders 5 und außerdem mit dem einen Eingang 12 von zwei Eingängen 12 und 13 eines steuerbaren Dämpfungsgliedes 14 verbunden. Am Eingang 13 liegt eine über einen Lautstärksteller einstellbare Steuerspannung U14.

Die am Ausgang 15 des Dämpfungsgliedes 14 ausgegebene Spannung U15 wird dem einen Eingang 16 eines Verstärkers und Multiplizierers 17 zugeführt, an dessen anderem Eingang 18 ein Empfangssignal U10 anliegt. Das vom Multiplizierer 17 am Ausgang 19 ausgegebene verstärkte Empfangssignal U12 gelangt über einen Equalizer 20 an einen Lautsprecher 21 des Empfangszweiges 22. Das Empfangssignal U12 wird einem dritten Eingang 23 der Kompandersteuerung 8 zugeführt. Die Wirkungsweise des Komponders entspricht dem in der DE-OS 37 24 346 zu entnehmenden Prinzip. Beim Inbetriebsetzen des Endgerätes 1 stellt sich, wenn weder ein Sendesignal U1 noch ein Empfangssignal U12 vorhanden ist, eine Kennlinie 24 des Expanders ein, die einen Anfangsbereich 25 konstanter Verstärkung, einen beim Punkt p1 beginnenden und sich bis zu p2 erstreckenden steilen Expansionsbereich 26, einen anschließenden, von p2 bis p3 reichenden Kompressionsbereich 27 und einen anschließend etwa konstanten Kompressionspegel besitzt. Diese Kennlinie ist in Fig. 1 innerhalb des Komponderblockes 5 als durchgezogene Linie dargestellt.

Tritt ein Sendesignal U1 mit ausreichend hohem Pegel auf, so wird dies auf eine konstante Lautstärke komprimiert, da der Komponder 5 im Kompressionsbereich arbeitet. Das ausgegebene, komprimierte Sendesignal U2 wird in der Kompandersteuerung 8 in eine Sprachkomponente und eine Geräuschkomponente aufgeteilt. Aus der Sprachkomponente wird der Spitzenwert detektiert und ein diesem entsprechender Sprachpegel und daraus ein Sprachpegel-Steuersignal erzeugt oder berechnet.

Aus der Geräuschkomponente wird der Geräuschpegel ermittelt und ein diesem entsprechendes Geräuschpegel-Steuersignal erzeugt oder berechnet. Dieses wird zu dem Sprachpegel-Steuersignal addiert und als Steuersignal U6 dem Komponder 5 zur Steuerung der Kennlinie  $LU2 = f(LU1)$  zugeführt. Mit größer werdendem Steuersignal U6 wird die Kennlinie in der Zeichnung nach rechts verschoben, was durch die gestrichelten Kennlinien angedeutet ist. Die Verschiebung der Kennlinie erfolgt erfindungsgemäß derart, daß der ermittelte Geräuschpegel immer unterhalb des Einsatzpunktes p1 des Expansionsbereiches 26 liegt. Dies geschieht z.B. dadurch, daß die Sprach- und Geräuschpegel mit entsprechend gewählten Gewichtungsfaktoren multipliziert werden.

Durch die Verschiebung der Kennlinie nach rechts wird die maximale Empfindlichkeit abge-

senkt - Verschiebung des Punktes p3 nach rechts - und größere Geräuschpegel werden durch den mit verschobenen Expanderbereich weiterhin abgeschwächt. Gleichzeitig wird das Steuersignal U6

dem Dämpfungsglied 14 zugeführt und die Verstärkung im Empfangszweig 22, entsprechend einer erhöhten Dämpfung im Sendezweig 2 infolge Kennlinienverschiebung nach rechts, erhöht. Der maximale Grad der Verstärkung ist abhängig von der vorhandenen akustischen Kopplung zwischen Lautsprecher 21 und Mikrophon 3.

Beim Auftreten eines Empfangssignals U10 wird dieses über den Multiplexer 17 verstärkt dem Lautsprecher 21 zugeführt. Zugleich gelangt es an den Eingang 23 der Kompandersteuerung. Hier wird festgestellt, ob der Empfangspegel größer oder kleiner ist als ein vorgegebener Schwellenwert. Ist er kleiner, so wird die Kompandersteuerung fortgesetzt und das Empfangssignal U12 entsprechend dem Steuersignal U6 verändert.

Ist der Empfangspegel größer als der Schwellenwert, so wird die Kompandersteuerung angehalten und die Kompandersteuerung mit dem gerade vorhandenen Steuersignal U6 so lange betrieben, bis das Empfangssignal U12 unter den Schwellenwert abfällt.

Hierdurch wird also eine gegenseitige Beeinflussung von Empfangs- und Sendesignal vermieden und die Sprachverständigung und damit die Freisprecheigenschaft des Endgerätes 1 deutlich verbessert.

Eine weitere Verbesserung kann durch Zuführen der Sendesignal-Eingangsspannung U1 an die Kompandersteuerung 8 erfolgen. Hierdurch können plötzlich starke Signaländerungen schneller ausgeglichen werden.

In Fig. 2 ist ein Schaltungsprinzip zur Durchführung des vorgenannten Verfahrensablaufs dargestellt. Die Kompandersteuerung 8 besitzt einen Sprachdetektor 28 mit einem Eingang 7.1 und einen Geräuschdetektor 29 mit einem Eingang 7.2. Beiden Eingängen 7.1 und 7.2 wird die Kompander-Ausgangsspannung - Sendesignal U2 - zugeführt.

Der Sprachdetektor 28 enthält ein Sprachfrequenzfilter, das durch die Filterkurve 30 dargestellt ist. Zweckmäßig ist das Sprachfrequenzfilter derart ausgelegt, daß es vor allem auf die im Sprachfrequenzspektrum am stärksten auftretenden Frequenzen anspricht. Außerdem ist es so ausgelegt, daß es eine sehr kurze Anstiegszeitkonstante, beispielsweise 1 ms bis 100 ms, und eine lange Abfallzeitkonstante, beispielsweise 200 ms bis 5 s, besitzt, wie anhand des Diagramms 31 veranschaulicht. Hierdurch ist gewährleistet, daß im wesentlichen nur Sprachsignale detektiert werden und ein dem Sprachpegel entsprechendes Sprachpegel-Steuersignal USP vom Burst und dem Spitzenwert

des Sendesignals abgeleitet oder berechnet wird.

Der Geräuschdetektor 29 besitzt vorzugsweise ein Geräuschfilter, dessen Filterkurve 32 wenigstens annähernd entgegengesetzt zur Sprachfrequenz-Filterkurve 30 verläuft. Hierdurch wird eine weitere verbesserte Entscheidung und Trennung zwischen Sprach- und Geräuschsignalen erreicht. Außerdem ist das Geräuschfilter so ausgelegt, daß es eine lange Anstiegszeitkonstante, beispielsweise 200 ms bis 5 s, und eine kurze Abfallzeitkonstante, beispielsweise 1 ms bis 100 ms, besitzt, so daß das Ansprechen auf in der Regel längere Zeit mit relativ konstantem Pegel auftretende Geräusche verbessert wird (Diagramm 33 in Fig. 2). Entsprechend der ermittelten Pegel wird ein Geräuschpegel-Steuersignal UG erhalten oder berechnet.

Die Sprachpegel- und Geräuschpegel-Steuersignale USp und UG werden, nach entsprechender Gewichtung, einem Addierer 34 zugeführt, der das Steuersignal U6 an ein Sample-und-Hold-Glied 35 ausgibt. Dieses wird über den Schwellenwertdetektor 36, einem diesen nachgeschalteten Pulsformer 37 und ein folgendes Integrierglied 38 von dem aus dem Empfangssignal U12 abgeleiteten Steuersignal UE angesteuert. Als Impulsformer 37 wird zur Zeitdehnung zweckmäßigerweise eine monolithische Kippstufe verwendet. Das Sample-und-Hold-Glied 35 hält den Momentanwert des Pegels des Steuersignals U6 fest, wenn entsprechend dem den Schwellenwert  $x$  übersteigenden Empfangspegel das Steuersignal U6 generiert wird. Somit wird der Empfangspegel-Schwellenwert  $x$  entsprechend dem Steuersignal U6 verändert oder ist veränderbar. Der Empfangspegel-Schwellenwert  $x$  wird in Abhängigkeit von der Rückhördämpfung eingestellt. Die Fig. 3 zeigt beispielhaft das Ablaufdiagramm des Verfahrens. Nach dem Start erfolgt die Grundeinstellung der Kennlinie  $LU2 = f(LU1)$  mit den Punkten p1 und p2 entsprechend den ermittelten Werten Up1 und Up2. Anschließend wird festgestellt, ob ein Empfangssignal U10 vorhanden ist. Wenn es festgestellt wird, erfolgt die Steuerung der Rückhördämpfung. Wird kein Empfangssignal festgestellt, dann wird ermittelt, ob im Sendesignal ein Burst auftritt. Falls dieser auftritt, wird vom Sprachdetektor der Spitzenwert festgestellt und zur Berechnung des Punktes p2 des Kompressionsbereiches 27 verwendet und der ermittelte oder berechnete Wert zur Bildung der Steuerspannung U6 verwendet.

Ist kein Burst festgestellt worden, so ist anzunehmen, daß es sich um Geräusche handelt. Der Geräuschdetektor 29 ermittelt den Geräuschpegel. Anschließend wird festgestellt, ob dieser größer ist als der dem jeweiligen Einsatzpunkt p1 des Expansionsbereiches 26 entsprechende Wert und bei festgestelltem größeren Wert der dem Punkt p1 entsprechende Steuerwert Up1 ermittelt oder be-

rechnet und ebenfalls zur Bildung der Steuerspannung U6 verwendet.

Das in Fig. 4 dargestellte Ablaufdiagramm zeigt im Spracherkennungszweig die Gewichtung des Sprachspitzenwertes mit einem Gewichtungsfaktor  $k_1$ , und im Geräuscherkennungszweig die Gewichtung des dem Geräuschpegel entsprechenden Wertes mit einem Gewichtungsfaktor  $k_2$ . Weiterhin wird bei der Spracherkennung und der Geräuscherkennung der entsprechende Steuersignalwert aus dem Momentanwert, dem vorher vorhanden gewesenem Wert  $U6^*$ ,  $a$  und Multiplikation mit dem Faktor  $1 / (a + 1)$  gemittelt und zur Bildung des Steuersignals U6 herangezogen. Hierdurch wird die Kontinuität des Steuerverlaufs verbessert.

In Fig. 5 ist der Verlauf des Ausgangspegels LU2 in Abhängigkeit von der Zeit dargestellt und die Werte für die Punkte p1, also Beginn des Expansionsbereiches 26 sowie p2, also Ende des Expansionsbereiches und Beginn des Kompressionsbereiches 27, angegeben. Die Fig. 6 zeigt das hierzu mögliche Kennlinienfeld.

Fig. 7 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Sprachdetektors 28 mit einem Bandpaß 39 als Sprachfilter, das die darüber abgebildete Filterkurve 30 und der verwendete Tiefpaß 40 die im Diagramm 31 dargestellte Funktion der Anstiegs- und Abfallzeit besitzt. Die Filterkurve 30 zeigt, daß der Bandpaß 39 als Sprachfilter bevorzugt die im Sprachspektrum am stärksten auftretenden Frequenzen überträgt. Die im Diagramm 31 gezeigte Zeitfunktion kann durch den darunter dargestellten Schaltungsaufbau aus dem Kondensator C, dem mit der Diode D in Reihe liegenden Widerstand  $R_x$  und den Widerstand  $R_y$  realisiert werden, wobei die Reihenschaltung aus  $R_x$  und D am Hochpunkt der Parallelschaltung aus  $R_y$  und C angeschlossen ist.

Den prinzipiellen Aufbau eines Geräuschdetektors 29 zeigt die Fig. 8. Dessen Bandfilter 41 ist so ausgelegt, daß es die entgegengesetzt zur Sprachdetektor-Filterkurve 30 liegende Filterkurve 32 besitzt. Der ausgangsseitige Tiefpaß 42 ist so ausgelegt, daß eine Kurve 33 mit langer Anstiegs- und kurzer Abfallzeitkonstante erhalten wird, was durch den darunter dargestellten Schaltungsaufbau mit dem am Hochpunkt des Kondensators C angeschlossenen Parallelzweig aus der Reihenschaltung eines Widerstandes  $R_x$  mit einer Dioden D und dem parallel dazu liegenden Widerstand  $R_y$  realisierbar ist.

Das Prinzipschaltbild der Fig. 9 zeigt den Aufbau eines Kompanders 5 mit einem Kompressorteil 43 und einem Expanderteil 44 und einer vom Empfangssignal U12 abgeleiteten Steuerspannung U13 zur Steuerung der Rückhördämpfung. Die erfindungsgemäße Kompandersteuerung erfolgt durch die zusätzliche Verwendung der bereits anhand der Fig. 2 beschriebenen Sprach- und Geräuschdetek-

toren 28, 29, das Sample-und-Hold-Glied 35 und den Schwellenwertdetektor 36 mit Pulsformer 37 und Integrator 38.

Bei den bisher beschriebenen Ausführungsbeispielen erfolgt die Abzweigung des Sendesignals zum Sprach- und Geräuschdetektor 28, 29 am Ausgang 6 des Komponders 5. Die Abzweigung kann jedoch auch gemäß Fig. 10 zwischen Mikrofon 3 und dem Eingang 4 des Komponders 5 erfolgen.

Anstelle von Analogbausteinen können Digitalbausteine verwendet und die Pegel in Digitalsignale umgesetzt und die zu ermittelnden Werte zur Kennlinienverschiebung berechnet werden. Hierzu kann ein digitaler Signalprozessor dienen, in dessen zugeordnetem Speicher die Kennlinienform als digitale Worte, z.B. in 16-Bit-Breite, etc., abgelegt ist. In Fig. 10 bedeuten  $y(k)$  die Abtastwerte des Mikrophonsignals U1, wobei  $k$  die Abtastzeitpunkte sind.  $y_s$  ist der aus dem Kurzzeit-Durchschnittswert des Sendesignals U1 oder U2 gebildete digitale Steuerwert zur Berechnung des Verstärkungsfaktors. Er kann nach folgender Formel berechnet werden, wobei  $a_r$  der Koeffizient für die Zeitkonstante für ansteigende Pegel und  $a_f$  für fallende Pegel bedeutet; und zwar für steigende Pegel:

$$\bar{y}_s(k) = (1 - a_r) |y(k)| + a_r \bar{y}_s(k-1),$$

wenn der Betrag des momentanen Sendesignals  $|y(k)|$  größer ist als der vorherige Wert  $y_s(k-1)$ , und für fallende Pegel:

$$\bar{y}_s(k) = (1 - a_f) |y(k)| + a_f \bar{y}_s(k-1),$$

wenn der Betrag des momentanen Sendesignals  $|y(k)|$  kleiner oder gleich dem vorher berechneten Wert,  $y_s(k-1)$  ist.

Diese Formeln beschreiben im Prinzip ein Rekursiv-Filter erster Ordnung. Durch das Verhältnis zwischen dem Betrag des Sendesignals  $|y(k)|$  und dem vorher ermittelten Steuersignalwert  $y_s(k-1)$ , der als Kriterium für steigende und fallende Pegel dient und der bestimmt, welcher Parameter  $a_r$  verwendet wird, beschreiben sie ein nichtlineares Filter. Diese Parameter  $a_r$  bestimmen die Zeitkonstante des Schätzungsverfahrens und werden so gewählt, daß die Anstiegszeit der Flanke des Eingangspegels etwa 5 bis 20 mal kürzer ist als die fallende Flanke.

Dieser Schätzwert  $\bar{y}_s(k)$  bildet die Grundlage zur Berechnung des Verstärkungsfaktors  $g(\bar{y}_s)$ . Diese Berechnung ist jedoch noch abhängig von der Lage des Einsatzpunktes p2 der Kompression, der anschließend als Schwellenwert  $y_0$  bezeichnet wird. Weiterhin wird die Steilheit des Expansionsbereiches durch einen Faktor  $p$  bestimmt und die Expansionsbreite durch den Faktor  $w$ , woraus sich

der Expansionshub ergibt. Unter Zugrundelegung dieser Faktoren können die einzelnen Bereich 25, 26, 27 der Kennlinie durch folgende Formeln beschrieben werden:

- 5 a) Bereich 25 bis zum Einsatzpunkt p1 der Expansion:

$$g(\bar{y}_s) = C_1,$$

- 10 wenn das Steuersignal  $\bar{y}_s \leq wy_0$

- b) Expansionsbereich 26 von p1 bis p2 bzw.  $y_0$ :

$$g(\bar{y}_s) = C_2 \bar{y}_s^{p-1},$$

- 15 wenn  $wy_0 < \bar{y}_s \leq y_0$  ist und

- c) Kompression ab p3 bzw.  $y_0$ :

$$g(\bar{y}_s) = C_3 \bar{y}_s,$$

- 20 wenn  $y_0 < \bar{y}_s$  ist.

Beim Ausführungsbeispiel gemäß Fig. 10 erfolgt also die Berechnung des Kurzzeitbetrag-Mittelwerts  $\bar{y}_s$  des Sendesignals  $y(k)$  gemäß den genannten Formeln. Dieser Wert von  $\bar{y}_s$  wird mit dem vorhandenen Schwellenwert  $y_0$  verglichen. Ist er kleiner als dieser, so wird daraus geschlossen, daß es sich nicht um Sprachsignale handelt. Dementsprechend erfolgt in diesem Fall die Berechnung des Langzeiterms des Geräuschanteils  $\bar{y}_m$ , der mit dem Gewichtungsfaktor  $w_n(k)$  multipliziert wird und zur Auswertung zur Verfügung gehalten wird.

Ist der Mittelwert des Kurzzeiterms  $\bar{y}_s$  größer als der Schwellenwert  $y_0$ , dann wird der Mittelwert des Langzeiterms des Sprachanteils  $\bar{y}_s$  berechnet, gegebenenfalls mit einem Gewichtungsfaktor  $w_s(k)$  multipliziert und zu dem Langzeiterm  $\bar{y}_m$  des Geräuschanteils addiert. Der berechnete Wert ist der neue Sollwert zur Berechnung des Schwellenwertes  $y_0$ . Dieser wird mit einem vom Empfangssignal  $x(k)$  abgeleiteten berechneten Mittelwert des mit einem Lautsprecher-Mikrofon-Kopplungsfaktor  $C_{lm}$  multiplizierten Kurzzeiterms  $\bar{x}_s$  des Empfangssignals  $x(k)$  verglichen. Ist der berechnete Wert für den Sollwert von  $y_0$  größer, dann erfolgt die Berechnung desselben. Der erhaltene Wert  $y_0$  wird zusammen mit dem berechneten Wert  $\bar{y}_s$  zur Berechnung des Verstärkungsfaktors  $g(\bar{y}_s)$  verwendet und damit dann die Berechnung der neuen Kennlinie durchgeführt.

Die Fig. 11 zeigt diese Beziehung zwischen Eingangs-Sendesignal  $\bar{y}_s$  (U1 der Fig. 1, 2 und 9) und der Verstärkung  $g(\bar{y}_s)$ , die dem Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangssignal des Übertragungszweiges entspricht. Der Schwellenwert  $y_0$  bzw. der Punkt p2 ist so zu wählen, daß der Geräuschpegel den Expansionsbereich 28 nicht erreicht. Es muß daher noch eine Adaption an die Umgebungsgeräusche erfolgen. Hierzu werden die

Durchschnittswerte der Langzeit-Terme des Sprachsignals,  $\bar{y}_s$ , und des Geräuschsignals,  $\bar{y}_n$ , benötigt, die nach folgenden Formeln berechenbar sind:

$$\bar{y}_{ln}(k) = (1 - a_l) |y(k)| + a_l \bar{y}_{ln}(k-1),$$

wenn  $\bar{y}_s(k) \leq y_o(k)$  ist,

$$\bar{y}_{ln}(k) = \bar{y}_{ln}(k-1),$$

wenn  $\bar{y}_s(k) > y_o(k)$  ist,

und

$$\bar{y}_{ls}(k) = y_{ls}(k-1),$$

wenn  $\bar{y}_s(k) \leq y_o(k)$  ist

und

$$\bar{y}_{ls}(k) = (1 - a_l) |y(k)| + a_l \bar{y}_{ls}(k-1),$$

wenn  $\bar{y}_s(k) > y_o(k)$  ist,

wobei der Index l den Langzeiterm, der Index ln den Langzeiterm des Geräusches und der Index ls denjenigen der Sprache,  $a_l$  die jeweilige Koeffizienten der Zeitkonstante, die hier wesentlich größer gewählt sind als diejenigen, die zur Berechnung des Steuersignals  $y_s(k)$  verwendet werden. Daher ist das Verhältnis zwischen dem Steuersignal  $y_s(k)$  und dem Schwellenwert  $y_o$  ein einfaches Kriterium zur Spracherkennung und zur Berechnung der Lage des Schwellenwertes  $y_o$ . Dies geschieht entsprechend der Formel:

$$y_o(k+1) = w_n(k) \bar{y}_{ln} + (k) w_s(k) \bar{y}_{ls}(k),$$

wobei  $w_n(k)$  und  $w_s(k)$  die jeweilige Gewichtung der Langzeit-Geräusch- und der Langzeit-Sprach-Terme.

Durch diese Algorithmen ist ein einwandfreies Freisprechen z.B. bei einem Telefon möglich, da die Sprachqualität und die Stabilität des Systems in einfacher Weise verbessert und die Schallpegel erhöht werden können, ohne die Verstärkung manuell steuern zu müssen. Die Algorithmen sind auch geeignet, die Umgebungsparameter an eine Systemänderung anzupassen. Sie können auch zusammen mit anderen Algorithmen zur Echobeseitigung statt einer Dämpfung derselben verwendet werden.

Mit der Erfindung kann daher sowohl bei Anwendung von analogen als auch bei digitalen Systemen die Kompanderkennlinie und die Empfangslautstärke in Abhängigkeit von der Besprechungslautstärke und von Umgebungsgeräuschen immer automatisch eingestellt und somit der akustischen Situation angepaßt werden. Dabei wird bei höheren Geräuschpegeln auch die Empfangslaut-

stärke angehoben. Mit steigender Steuerspannung  $U_6$  wird die maximale Empfindlichkeit durch Kennlinienverschiebung (Verschiebung von  $p_3$  bzw.  $y_o$  nach rechts) abgesenkt. Gleichzeitig können durch den mitverschobenen Expanderbereich auch größere Geräuschpegel weiterhin abgeschwächt werden, wogegen die Wiedergabelautstärke umgekehrt proportional verändert, also angehoben und Sprachsignale nach wie vor durch die Kompression mit konstantem Pegel gesendet werden. Weiterhin kann der Hub der Expansion verkleinert werden, wenn der Abstand zwischen Sprachpegel und Geräuschpegel kleiner wird, wie anhand der Kennlinie 24.1 in Fig. 1, 2 und 6 beispielhaft dargestellt. Dabei bleibt die ständige Anpassung der Wiedergabelautstärke an die Erfordernisse erhalten.

#### Patentansprüche

1. Verfahren zum Verbessern der Übertragungseigenschaften einer mit einer adaptiven Dynamiksteuerung versehenen elektroakustischen Anlage, die einen Sendezweig mit wenigstens einem Mikrophon und einem Sendeverstärker und einen Empfangszweig mit einem Empfangsverstärker und wenigstens einem Lautsprecher sowie zur adaptiven Dynamiksteuerung einen Kompander aufweist, dessen Einsatzpunkte der Kompression und Expansion in Abhängigkeit von Sende-, Empfangs-, Echo- und Geräuschsignalen dadurch veränderbar sind, daß diese Signale festgestellt und entsprechend deren Pegel Steuersignale erzeugt und zur Kompandersteuerung durch Kennlinienänderung und/oder -verschiebung verwendet werden, insbesondere zum Verbessern der Freisprecheigenschaften eines Telekommunikations-Endgerätes,

**dadurch gekennzeichnet, daß**

- das Sendesignal ( $U_1$  und/oder  $U_2$ ) des Sendezweiges (2) einem Sprachdetektor (28) zugeführt wird, der im Sprachfrequenzbereich den Spitzenwert ( $L_{ss}$ ) des Sendesignales ( $U_1$ ;  $U_2$ ) erkennt, daß ein dem Spitzenwert ( $L_{ss}$ ) entsprechender Sprachpegel ermittelt und ein diesem entsprechendes, zur Steuerung der Kennlinie ( $LU_2 = f(LU_1)$ ) dienendes Sprachpegel-Steuersignale ( $USp$ ) erzeugt oder berechnet wird,

- daß das Sendesignal ( $U_1$ ;  $U_2$ ) gleichzeitig einem Geräuschdetektor (29) zugeführt und der Geräuschpegel festgestellt wird und ein diesem Geräuschpegel entsprechendes, zur Steuerung der Kennlinie ( $LU_2 = f(LU_1)$ ) dienendes Geräuschpegel-Steuersignale ( $UG$ ) erzeugt oder berechnet wird und

- daß durch Addition des Sprechpegel-Steuersignals (USp) und des Geräuschpegel-Steuersignals (UG) die Lage der Kennlinie ( $LU2 = f(LU1)$ ) derart festgelegt wird, daß der ermittelte Sprachpegel im Kompressionsbereich ( $p2 - p3$ ) und der ermittelte Geräuschpegel unterhalb des Expansionsbereiches ( $p1-p2$ ) liegt.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Empfangssignal (U10) des Empfangszweiges (22) insbesondere nach dem Lautstärksteller (17) einem Schwellenwertdetektor (36) zugeführt, der Empfangspegel ( $|U12|$ ) ermittelt und ein Empfangspegel-Steuersignal (UE) generiert wird, wenn der Empfangspegel ( $|U12|$ ) gleich oder größer ist als der Schwellenwert (x), daß mit dem Empfangspegel-Steuersignal (UE) eine Steuereinheit (35) angesteuert wird, über die die Kompandersteuerung unterbrochen und der zuletzt vorhandene, die Kompandersteuerung bewirkende Pegel des Steuersignals (U6) gespeichert und die Kompandersteuerung während der Dauer des Empfangspegel-Steuersignals (UE) in Abhängigkeit von dem gespeicherten Steuersignal (U6) durchgeführt wird, und daß bei nicht vorhandenem Empfangspegel-Steuersignal (UE) die Kompandersteuerung wieder zugeschaltet wird.
3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß mit zunehmendem Geräuschpegel und/oder mit abnehmendem Abstand zwischen Sprachpegel und Geräuschpegel der Hub des Expansionsbereiches (26) verringert wird und umgekehrt, indem entweder mit Änderung des ermittelten Geräuschpegels und/oder des ermittelten Abstands zwischen Sprach- und Geräuschpegel ein den Expansionshub des Kompanders (5) steuerndes Steuersignal erzeugt und dem Expansionszweig des Kompanders aufgeschaltet wird.
4. Verfahren nach Anspruch 1 und 2, dadurch gekennzeichnet, daß die die Kennlinie ( $LU2 = f(LU1)$ ) des Kompanders (5) bestimmenden Komponenten derart gewählt werden, daß zunächst die Grundeinstellung der Kennlinie entsprechend einer durchschnittlichen, akustischen Umgebung erfolgt, daß anschließend festgestellt wird, ob ein Empfangssignal (U12) vorhanden ist, das größer ist als der vorgegebene Empfangspegel-Schwellenwert (x), daß bei Vorhandensein eines über dem Schwellenwert (x) liegenden Empfangssignals eine Rückhördämpfungs-Auswertung und über diese eine Kennliniensteuerung erfolgt und bei nicht vorhandenem oder zu kleinem Empfangssignal (U12) festgestellt wird, ob im Sendesignal (U1; U2) ein Burst auftritt, daß bei vorhandenem Burst der Pegel des Spitzenwertes (Lss) ermittelt, mit einem ersten Gewichtungsfaktor ( $k1$ ) multipliziert und so die Lage des den Einsatzpunkt ( $p2$ ) oder den Bereich ( $p2 - p3$ ) der Kompression bestimmenden Pegels ( $Up2$ ;  $Up2-p3$ ) der Kennlinie ermittelt oder berechnet wird, und bei nicht vorhandenem Burst der Geräuschpegel ermittelt und festgestellt wird, ob er größer oder kleiner ist als der Pegel des Einsatzpunktes ( $p1$ ) der Expansion, daß bei kleinerem Pegel die Geräuschpegelermittlung wiederholt wird und bei größerem Pegel dieser mit einem zweiten Gewichtungsfaktor ( $k2$ ) multipliziert und so die Lage des den Einsatzpunkt ( $p1$ ) der Expansion bestimmenden Pegels ( $Up1$ ) ermittelt oder berechnet wird, daß dann aus der Summe der gewichteten Pegel ( $Up1$  und  $Up2$  bzw.  $Up1$  und  $Up2-p3$ ) das zur Kennliniensteuerung dienende Steuersignal (U6) generiert oder berechnet wird und mit diesem die Kennlinienverschiebung durchgeführt wird.
5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß für die Erzeugung der Zeitkonstanten des Sprachdetektors (28) und des Geräuschdetektors (29) jeweils ein Integrierglied (48, 49) aus einem Kondensator (C), einem Widerstand ( $R_x$ ) mit einer mit diesem in Reihe geschalteten Diode (D) und einem Widerstand ( $R_y$ ) verwendet wird, wobei folgende Bedingung für die Zeitfunktion F (t) erfüllt wird:
6. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß zur Ermittlung oder Berechnung der Lage des Einsatzpunktes ( $p2$ ) oder des Bereiches ( $p2 - p3$ ) der Kompression die Zeitkonstanten des Sprachfilters (40) und des Geräuschfilters (42) jeweils aus dem Momentanwert des Steuersignals ( $U6 \cdot 1/(a + 1)$ ) und dem zuvor ermittelten Wert ( $U6 \cdot a$ ) desselben ein gemittelter Wert generiert oder berechnet und zur Kompandersteuerung zur Verfügung gestellt wird, wobei zur Berechnung der Zeitkonstanten des Sprachfilters (40) und des Geräuschfilters (42) jeweils zueinander umgekehrt proportionale Werte für den Faktor a verwendet werden.
7. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das vom Sprachdetektor (28) auszugebende Steuersignal ( $y_s$ ) aus dem Sendesignal ( $y(k)$ ) für steigende Pegel nach der Formel

$$\bar{y}_s(k) = (1 - a_r) |y(k)| + a_r \bar{y}_s(k-1).$$

d.h. für den Fall, daß  $|y(k)| > y_s(k-1)$  ist  
und für fallende Pegel nach der Formel

$$\bar{y}_s(k) = (1 - a_f) |y(k)| + a_f \bar{y}_s(k-1),$$

d.h. für den Fall, daß  $|y(k)| \leq y_s(k-1)$  ist,  
berechnet wird, wobei  $a_i$  die Parameter für die  
Zeitkonstanten des Sprachfilters sind und  $a_r$   
die Zeitkonstante für steigende Pegel und  $a_f$   
diejenige für fallende Pegel festlegt und die  
Zeitkonstanten  $a_r$  und  $a_f$  so gewählt sind, daß  
die Anstiegszeit der Anstiegsflanke etwa 5 bis  
20 mal, insbesondere 10 mal kürzer ist als die  
der abfallenden Flanke und daß mit dem so  
erhaltenen Steuersignal ( $y_s(k)$ ) der Verstär-  
kungsfaktor ( $g(y_s)$ ) des Komponders (5) nach  
folgenden Formeln berechnet wird:

$$g(\bar{y}_s) = C_1,$$

wenn  $\bar{y}_s \leq \omega y_0$ .

$$g(\bar{y}_s) = C_2 \bar{y}_s^{p-1},$$

wenn  $\omega y_0 < \bar{y}_s \leq y_0$  und

$$g(\bar{y}_s) = C_3 \bar{y}_s,$$

wenn  $y_0 < \bar{y}_s$  ist.

8. Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekenn-  
zeichnet, daß der Schwellenwert ( $y_0$ ), also der  
Einsatzpunkt ( $p_2$ ) der Kompression berechnet  
wird gemäß der Formel

$$y_0(k+1) = w_n(k) y_{ln}(k) + w_s(k) y_{ls}(k),$$

wobei  $w_n(k)$  und  $w_s(k)$  Gewichtungsfaktoren  
und der Index  $n$  = Geräuschanteil, der Index  $s$   
= Sprachanteil, der Index  $ln$  = Langzeit-  
Term des Geräuschsignals und Index  $ls$  =  
Langzeit-Term des Sprachsignals bedeutet und  
letzttere gemäß den folgenden Formeln berech-  
net werden:

$$\bar{y}_{ln}(k) = (1 - a_i) |y(k)| + a_i \bar{y}_{ln}(k-1),$$

wenn  $\bar{y}_s(k) \leq y_0(k)$  ist,

$$\bar{y}_{ln}(k) = + y_{ln}(k-1),$$

wenn  $\bar{y}_s(k) > y_0(k)$  ist,

und

$$\bar{y}_{ls}(k) = \bar{y}_{ls}(k-1),$$

wenn  $\bar{y}_s(k) \leq y_0(k)$  ist

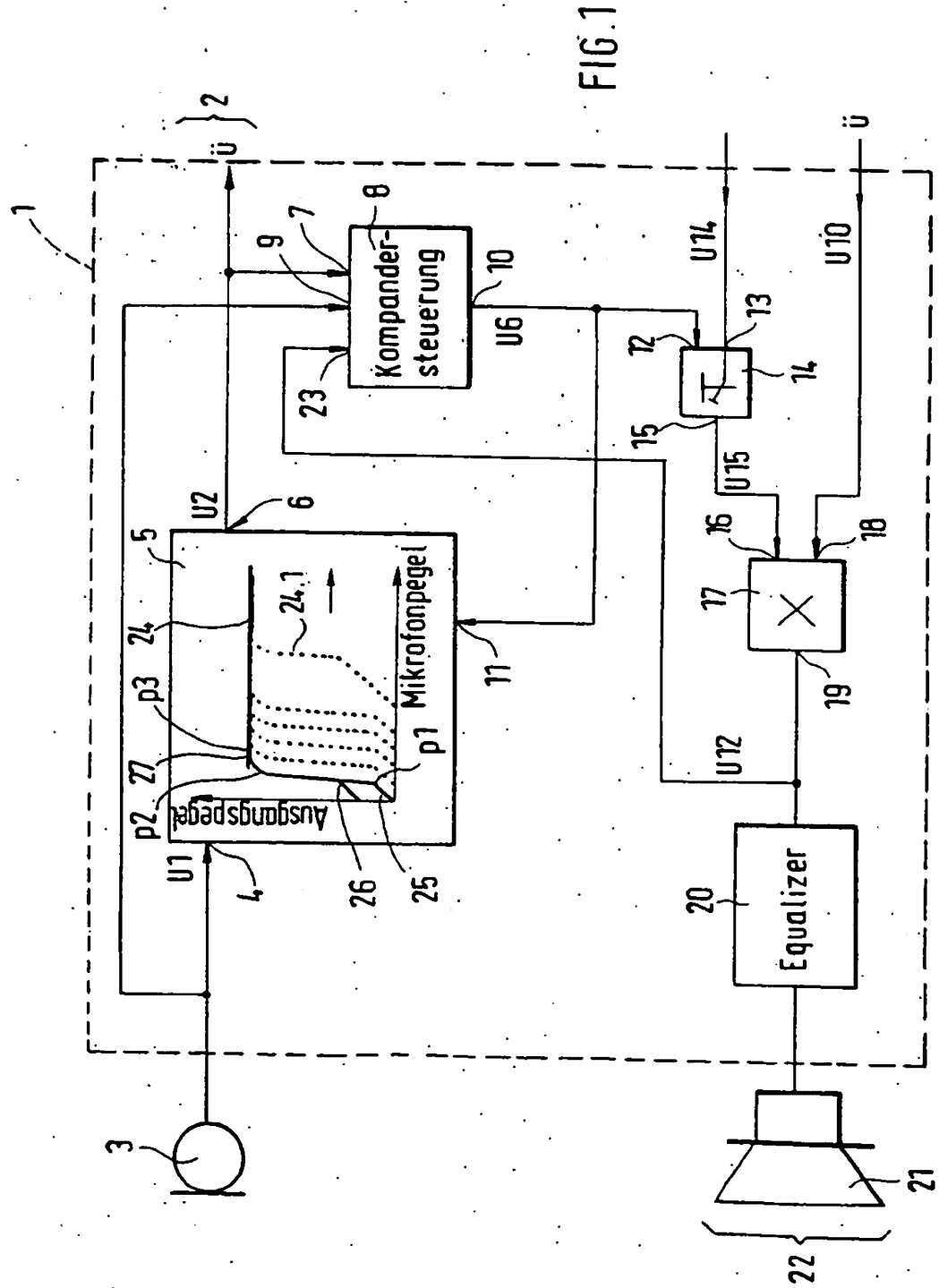
und

$$\bar{y}_{ls}(k) = (1 - a_f) |y(k)| + a_f \bar{y}_{ls}(k-1),$$

wenn  $\bar{y}_s(k) > y_0(k)$  ist.

9. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8,  
dadurch gekennzeichnet, daß der Kompondér  
durch einen digitalen Signalprozessor realisiert  
wird, daß die analogen Sende- und Empfangs-  
signale ( $U_1$  und  $U_{10}$  bzw.  $U_{12}$ ) digitalisiert  
werden, daß in einem Speicher der Kennlinien-  
verlauf in digitaler Form abgespeichert wird  
und entsprechend der aus den einzelnen Steu-  
ergrößen berechneten digitalen Steuersignale  
verschoben und/oder verändert wird und die  
so modifizierte Kennlinie zur Kompondérsteue-  
rung verwendet wird.





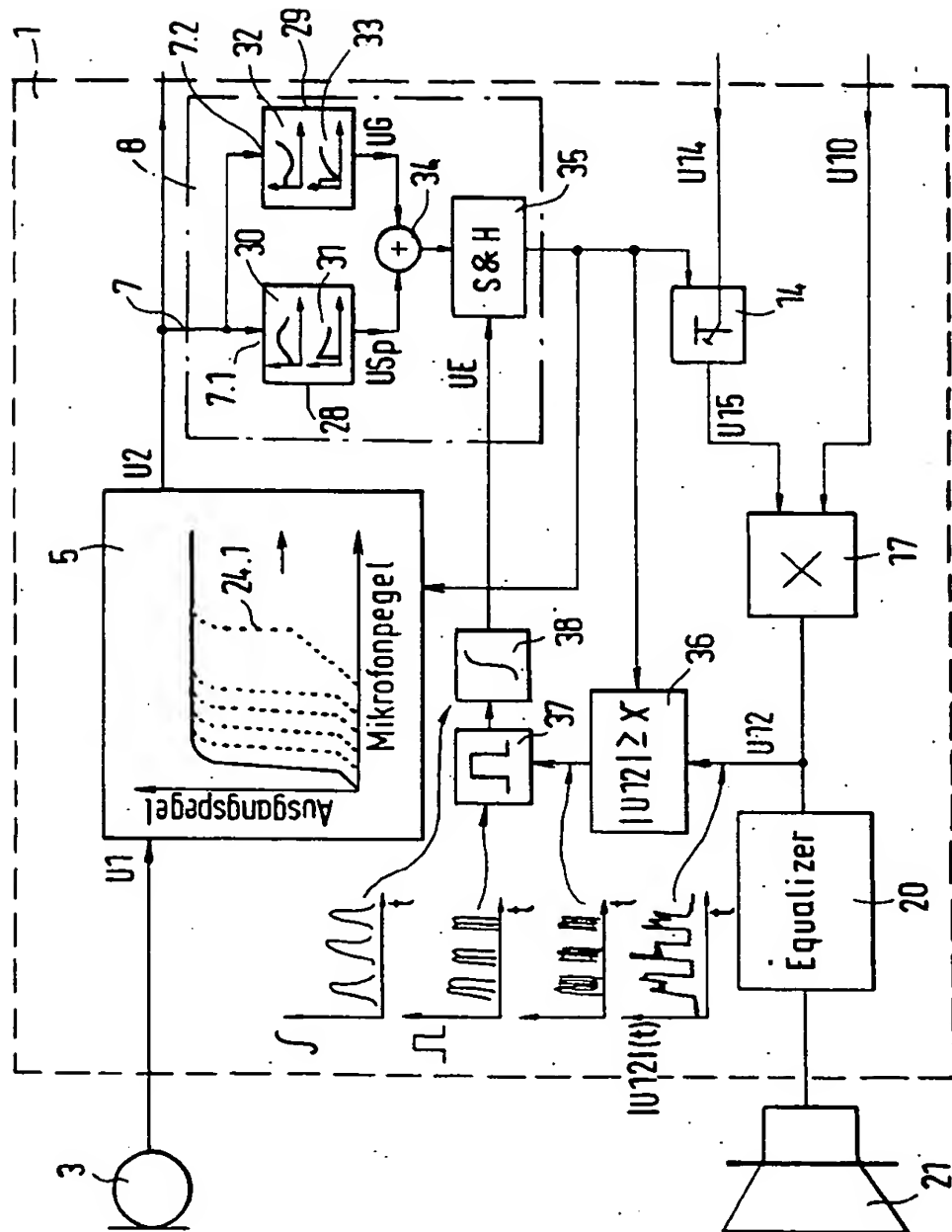


FIG. 2

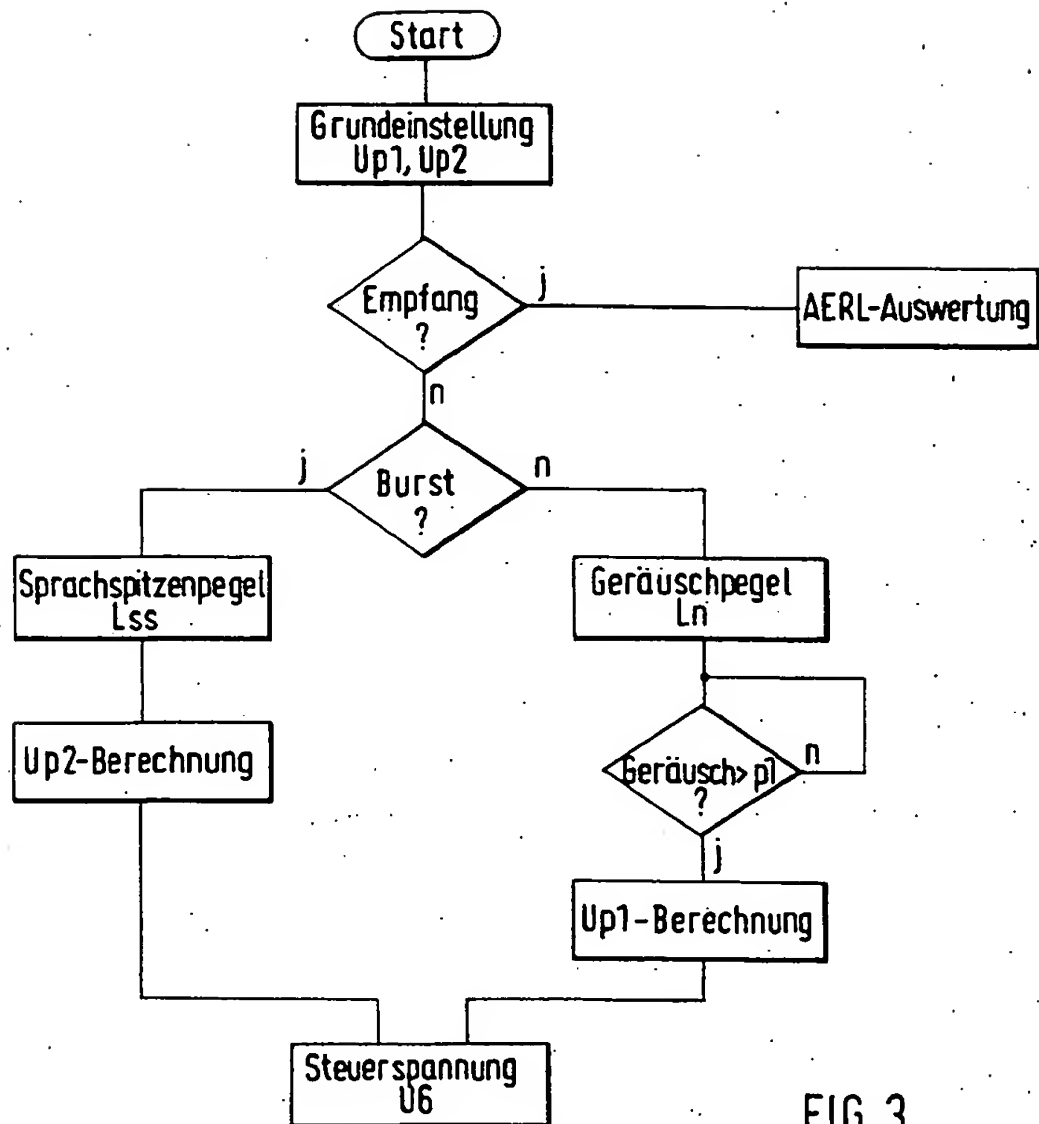


FIG. 3

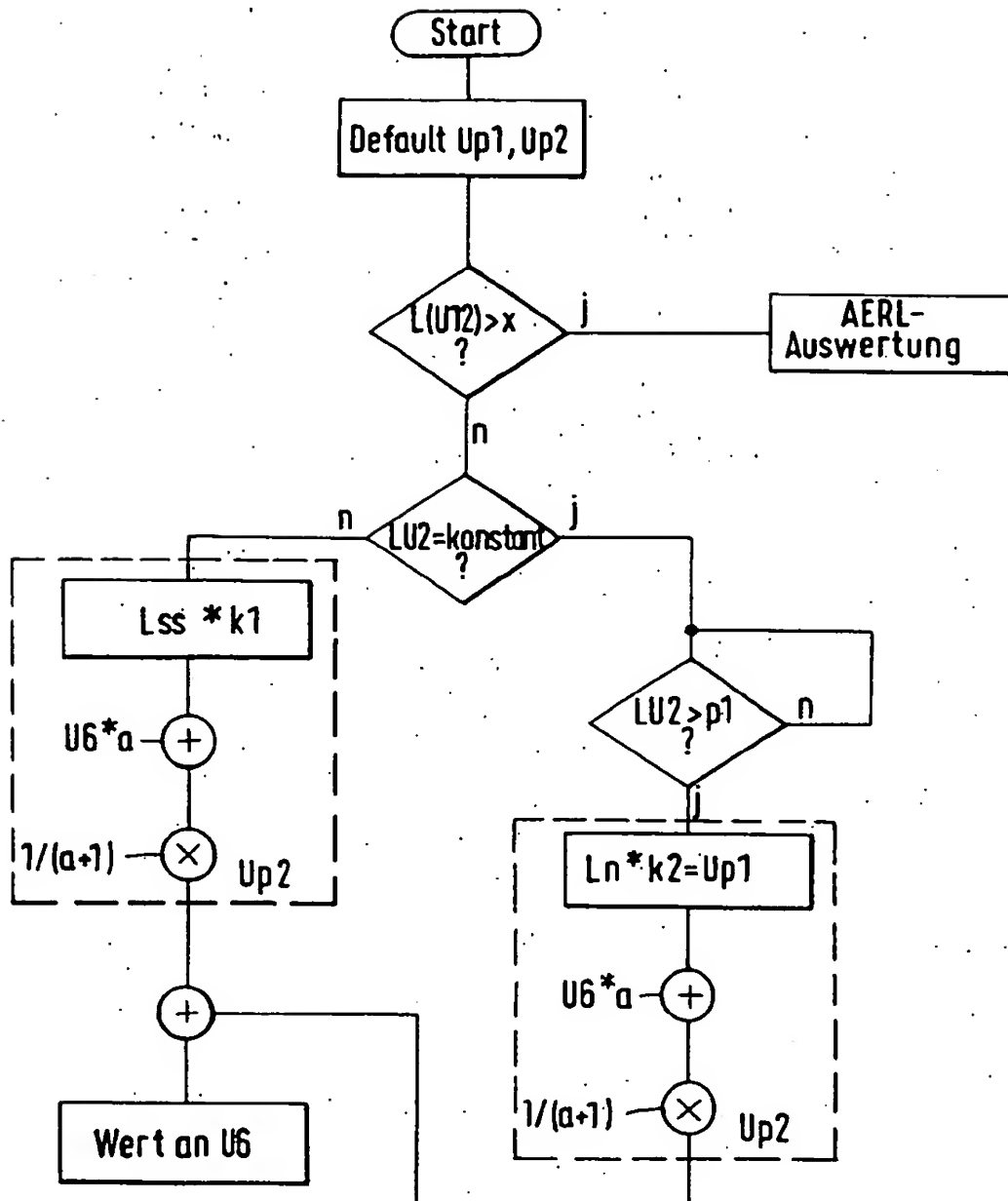


FIG. 4

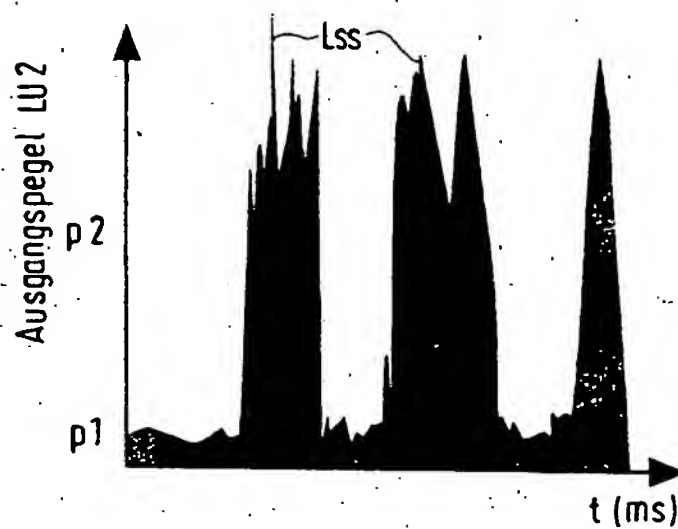


FIG. 5

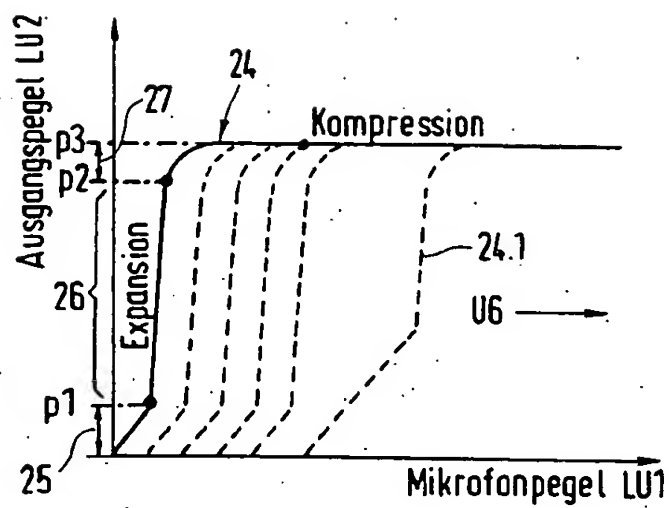
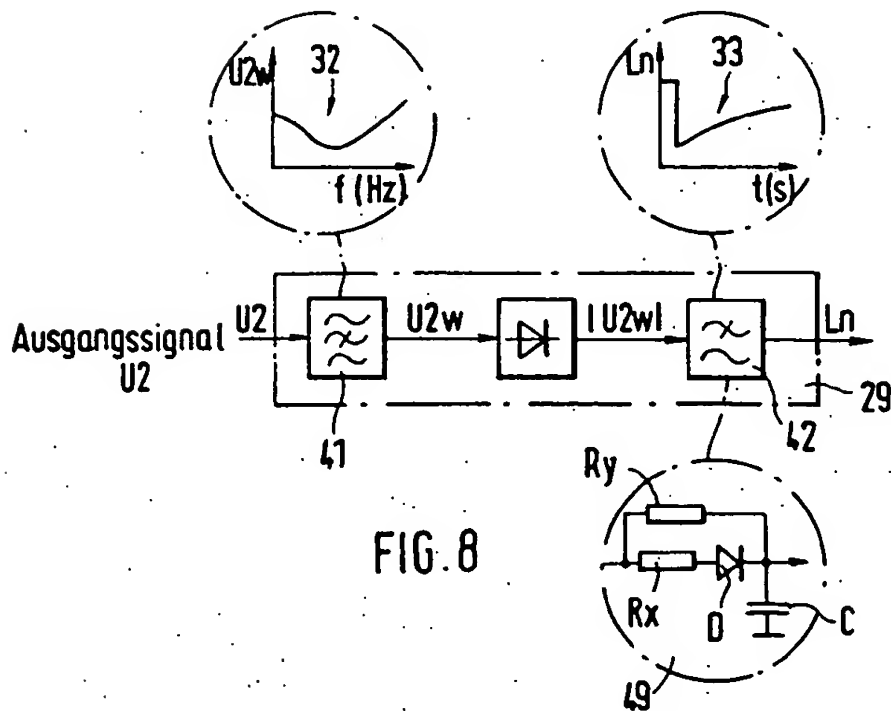
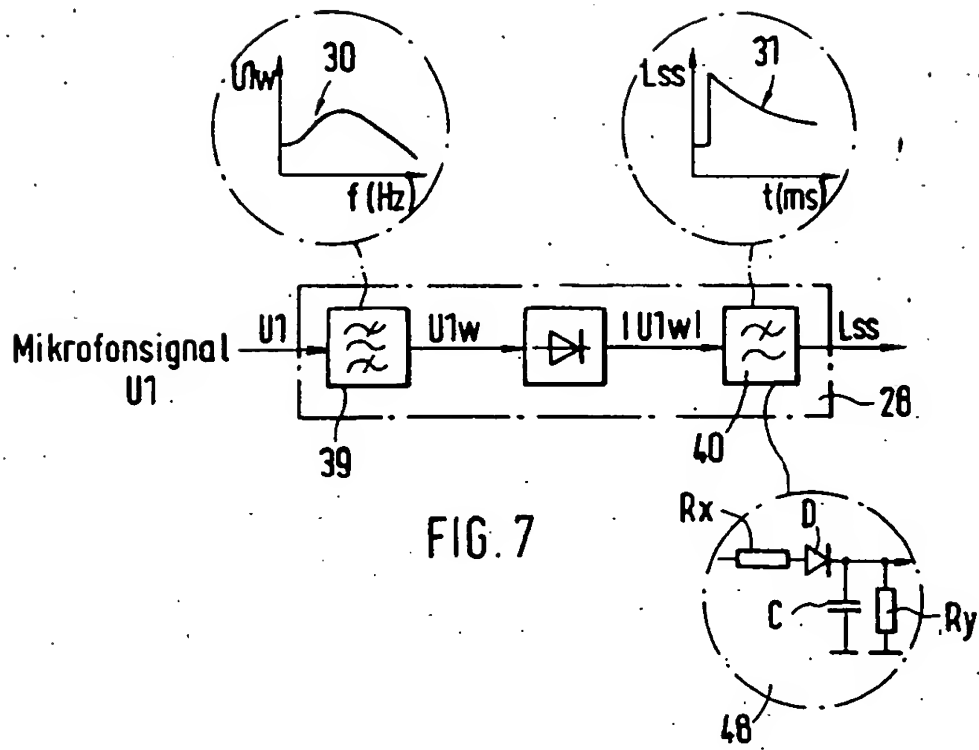


FIG. 6



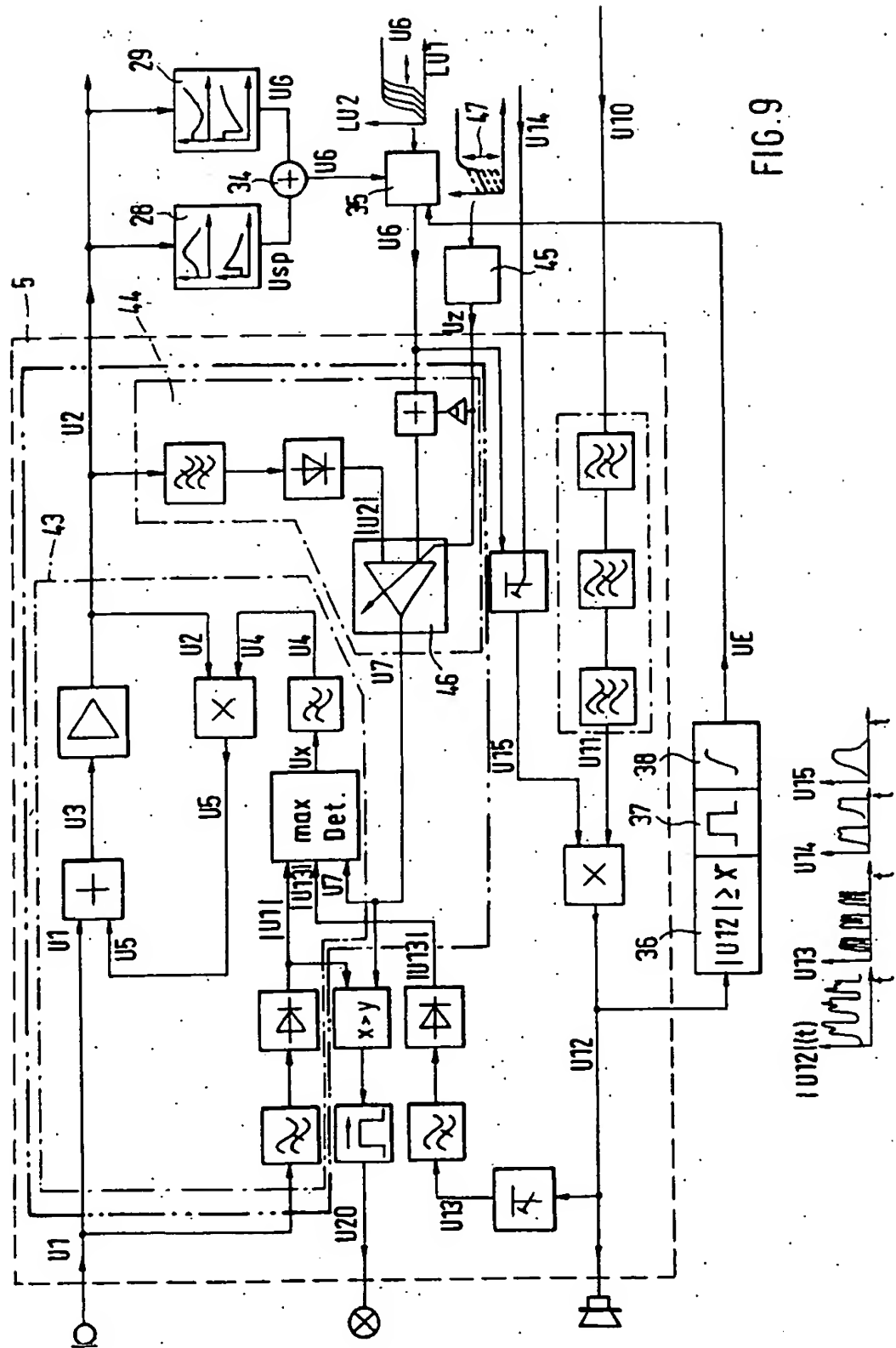


FIG. 9

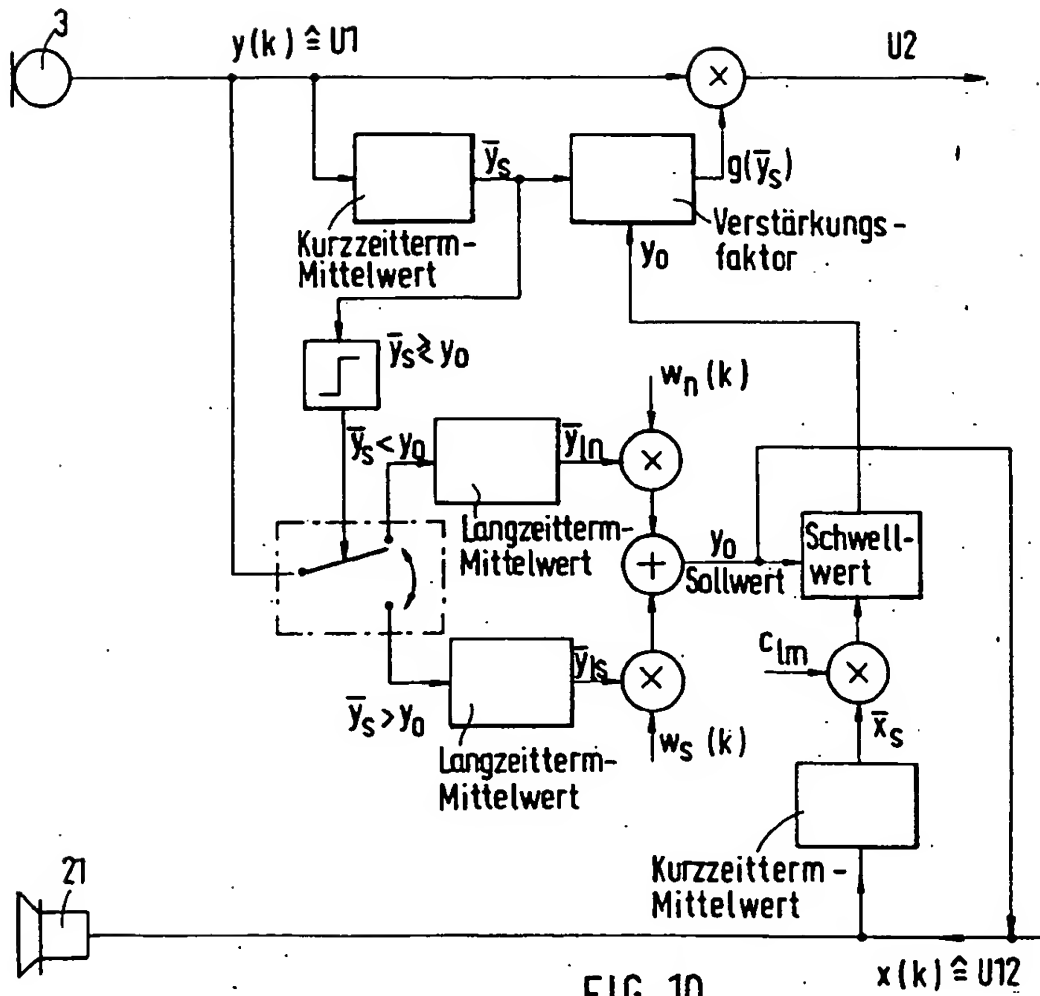


FIG. 10

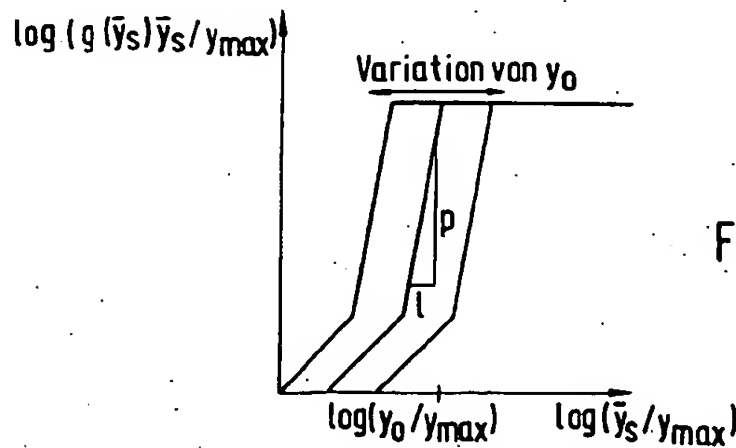


FIG. 11





Europäisches  
Patentamt

## EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			EP 93113875.4
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl.)
A	<u>DE - A - 3 822 353</u> (SIEMENS) * Gesamt *	1	H 04 R 3/02
A	<u>EP - A - 0 467 499</u> (PIONEER) * Zusammenfassung; Spalte 1, Zeile 1 - Spalte 2, Zeile 8; Fig. 4; Anspruch 1 *	1	
A	<u>EP - A - 0 280 907</u> (SIEMENS) * Zusammenfassung; Spalte 1, Zeile 1 - Spalte 2, Zeile 32; Fig. 1; Anspruch 1 *	1	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt.			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl.)
			H 04 R
Recherchenort WIEN		Abschlußdatum der Recherche 10-11-1993	Prüfer GRÖSSING
<p><b>KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTEN</b></p> <p>X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze</p> <p>E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus andern Gründen angeführtes Dokument &amp; : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument</p>			

EP Form 1503 03/92

**(54) Method for improving the transmission characteristics of an electroacoustical system**

(57) In a telephone with a handsfree set and compander control, the characteristic curve ( $LU2 = f(LU1)$ ) of the compander is set to ensure flawless operation under normal system parameters. Very high speech, reproduction or noise levels can result in false controls. When sharply deviant higher levels of this kind occur, an additional control of the characteristic curve is performed by deriving separate speech and noise levels from the transmission signal and using them to define a control variable. This guarantees speech intelligibility even at high levels.

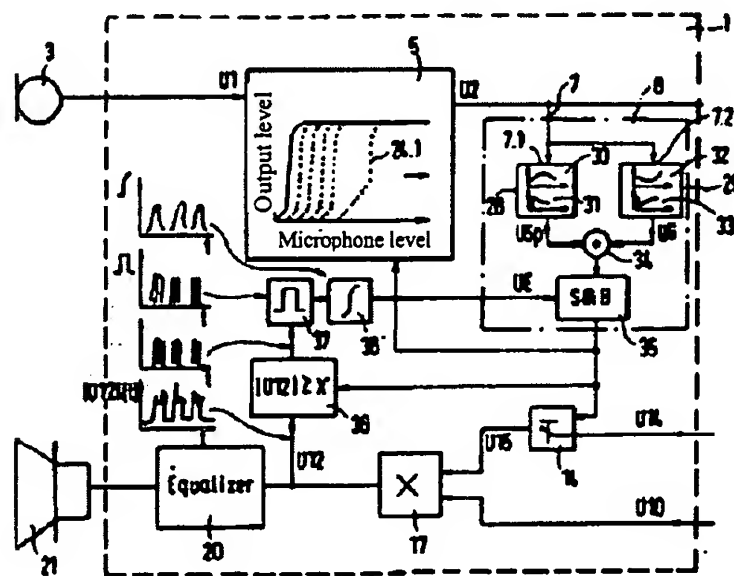


FIG. 2

The present invention relates to a method for improving the transmission characteristics of an electroacoustical system provided with adaptive dynamic control as set forth in the preamble to Claim 1.

Such a method is known from DE A 37 24 346. The compander processes the signals delivered by the microphone, referred to hereinafter as the transmission signals, by compressing them to a uniform signal level if they are above a nominal value, amplifying them to the maximum if they are at the nominal value, and expanding them if they are below it. The characteristic curve of the compander,  $LU_2 = f(LU_1)$ , has a steep expansion region and a flat compression region. If the output signals are fed back through a lowpass or bandpass filter to the compander input, the characteristic curve can be shifted and its slope varied as needed in the expander region. The characteristic can also be shifted in dependence on the volume setting in the receiving branch. The system parameters are usually set by the manufacturer to normal environmental acoustical conditions in an office space.

If conditions deviating from the normal are present, e.g. much higher noise levels, manual tuning is necessary, since when environmental noise increases above the starting point of expansion the noise is transmitted with higher amplification.

The present invention is intended to accomplish the object of improving the known method and a system suited therefor in such a way that both in the case of an increase in speech volume and in the case of increasing environmental noise, good intelligibility is achieved without the need for any special action on the part of the subscriber.

This object is accomplished by means of the features set forth in Claim 1.

This speech recognition and noise recognition derived from the transmission signal, the particular nature of the speech recognition, and the control both of the compander and of the reception volume by means of the control variables generated from the speech and noise recognition achieve the result that any speech to be transmitted that is above the nominal value is always sent at a constant level, the reception volume is increased with increasing environmental noise, and the noise level is nevertheless diminished by the operation of the expander, without the need for any manual intervention in the sequence of operations or in the system.

It is, of course, known, for example from DE OS' 24 56 468, to improve the intelligibility of electroacoustical sound reproduction in which environmental noise occurs by providing an additional detector that picks up background noise and by increasing the intensity of the reproduced sound with increasing noise levels. However, there is no reduction of background noise and no generation of a control component from speech and interference signals produced by the transmission branch. There is, however, compression of the useful signal as a function of interference signals and frequency, in order to lessen the difference between loud and quiet locations during reproduction.

Further advantageous details of the invention are set forth in the dependent claims and are described hereinafter with reference to exemplary embodiments depicted in the drawing.

Therein:

- Fig. 1 is a block circuit diagram of a handsfree principle of a telecommunication terminal with adaptive dynamic control,
- Fig. 2 is an expanded block circuit diagram,
- Figs. 3 and 4 are flow charts illustrating the operation of a compander control system,
- Fig. 5 shows the time variation of the transmission signal at the compander output,
- Fig. 6 illustrates a family of characteristics of one possible shape,
- Figs. 7 and 8 illustrate the schematic construction of a speech detector and a noise detector, respectively, with graphic representations of the filter curves and the filter time constants,
- Fig. 9 is a basic circuit diagram of a telecommunication terminal comprising the system expansion according to the invention,
- Fig. 10 is a further block circuit diagram of the input portion, e.g. of a terminal, and
- Fig. 11 shows an associated possible family of characteristics.

In the block circuit diagram of Fig. 1, 1 denotes an electroacoustical system in the form of a communication terminal comprising a handsfree set. The system has a transmitting branch 2 that includes a microphone 3 whose transmission signal U<sub>1</sub> is present at the input 4 of a compander 5

---

<sup>1</sup> TRANSLATOR'S NOTE: Deutsche Offenlegungsschrift: German Patent Application (Unexamined).

comprising an amplifier, a compressor and an expander. From the output 6 of compander 5, the modified transmission signal U2 is routed to a transmission line. It is also present at the one input 7 of a compander control 8. Present at a second input 9 thereof is transmission signal U1. The output 10 of compander control 8 is connected to the control input 11 of compander 5 and also to the one input 12 of two inputs 12 and 13 of a controllable attenuator 14. Present at input 13 is a control voltage U14 that can be adjusted via a volume regulator.

The voltage U15 produced at output 15 of attenuator 14 is delivered to the one input 16 of an amplifier and multiplier 17, at the other input 18 of which a reception signal U10 is present. The amplified reception signal U12 output by multiplier 17 at output 19 passes through an equalizer 20 to a speaker 21 in the receiving branch 22. Reception signal U12 is routed to a third input 23 of compander control 8. The compander operates on the principle inferable from DE OS 37 24 346. On the initial start-up of terminal 1, before either a transmission signal U1 or a reception signal U12 is present, a characteristic curve 24 of the expander is set that comprises an initial region 25 of constant amplification, an expansion region 26 that begins at point p1 and extends to p2, a compression region 27 extending thereafter from p2 to p3, and a subsequent, roughly constant compression level. This curve is depicted in Fig. 1 as an unbroken line inside the compander block 5.

If a transmission signal U1 with a sufficiently high level appears, it is compressed to a constant volume, since compander 5 is operating in the compression region. The compressed transmission signal U2 that is output is divided into a speech component and a noise component in compander control 8. From the speech component the peak value is detected and a speech level corresponding to that peak value is generated or calculated and used to generate or calculate a speech-level control signal.

From the noise component, the noise level is determined and a noise-level control signal corresponding to it is generated or calculated. This is added to the speech-level control signal and delivered as control signal U6 to the compander 5 in order to control the characteristic curve  $LU2 = f(LU1)$ . As control signal U6 increases, the characteristic curve in the drawing is shifted to the right, as indicated by the dashed curves. The shifting of the characteristic takes place according to the invention in such a way that the determined noise level is always below the starting point p1 of

expansion region 26. This is accomplished, for example, by multiplying the speech and noise levels by appropriately selected weighting factors.

The rightward shift of the characteristic curve lowers the maximum sensitivity -- point p3 being shifted to the right -- and higher noise levels are also attenuated by the accompanying shift of the expander region. At the same time, control signal U6 is delivered to attenuator 14 and the amplification in receiving branch 22 increases in accordance with the elevated attenuation in transmission branch 2 created by the rightward shift of the characteristic curve. The maximum degree of amplification depends on the acoustical coupling existing between speaker 21 and microphone 3.

When a reception signal U10 appears, it is delivered in amplified form via multiplexer 17 to speaker 21. It simultaneously arrives at input 23 of the compander control. Here it is determined whether the reception signal is greater or smaller than a predetermined threshold value. If it is smaller, the compander control continues to operate and reception signal U12 is varied in accordance with control signal U6.

If the reception signal is greater than the threshold value, compander control is suspended, and the compander control is operated with the existing control signal U6 until reception signal U12 falls below the threshold value.

This, therefore, prevents the reception and transmission signals from influencing each other and markedly improves speech intelligibility and thus the handsfree property of terminal 1.

A further improvement can be brought about by delivering the transmission-signal input voltage U1 to the compander control 8. Sudden sharp signal variations can be equalized more rapidly in this way.

Figure 2 is a circuit diagram for implementing the aforesaid method sequence. Compander control 8 comprises a speech detector 28 with an input 7.1 and a noise detector 29 with an input 7.2. The compander output voltage -- transmission signal U2 -- is delivered to both inputs 7.1 and 7.2.

The speech detector 28 includes a speech frequency filter represented by filter curve 30. Said speech frequency filter is advantageously designed to respond primarily to the frequencies that figure most prominently in the speech frequency spectrum. It is also designed to have a very short rise time constant, for example 1 ms to 100 ms, and a long fall time constant, for example 200 ms to 5 s, as illustrated by graph 31. This ensures that substantially only speech signals are detected and that a

speech-level control signal USp corresponding to the speech level is derived or calculated from the burst and the peak value of the transmission signal.

Noise detector 29 preferably comprises a noise filter whose filter curve 32 is at least approximately the inverse of speech-frequency filter curve 30. This brings about a further improvement in decisionmaking and in separating speech from noise signals. In addition, the noise filter is designed to have a long rise time constant, for example 200 ms to 5 s, and a short fall time constant, for example 1 ms to 100 ms, thereby improving the response to noise, which usually occurs at a relatively constant level for a fairly long period of time (graph 33 in Fig. 2). A noise-level control signal UG is obtained or calculated from the determined level.

After suitable weighting, the speech-level and noise-level control signals USp and UG are delivered to an adder 34, which outputs control signal U6 to a sample-and-hold element 35. The signal is then routed via the threshold-value detector 36 to a pulse shaper 37 connected thereafter and to a succeeding integrator 38 of control signal UE derived from reception signal U12. A monolithic flip-flop is advantageously used as the pulse shaper 37 to expand the time scale. The sample-and-hold element 35 holds the instantaneous value of the level of control signal U6 when control signal U6 is generated on the basis of a reception level that is above the threshold value x. Thus, the reception-level threshold value x is or can be varied as a function of control signal U6. The reception-level threshold value x is adjusted in dependence on the sidetone attenuation. Figure 3 is an exemplary flow chart of the method. After start, the basic setting of the characteristic curve  $LU2 = f(LU1)$  takes place, with points p1 and p2 corresponding to the determined values Up1 and Up2. A determination is then made as to whether a reception signal U10 is present. If so, control of the sidetone attenuation follows. If no reception signal is detected, then it is determined whether a burst is occurring in the transmission signal. If so, the peak value is determined by the speech detector and used to calculate point p2 of the compression region 27, and the determined or calculated value is used to shape the control voltage U6.

If no burst is detected, the signal must be assumed to be noise. The noise detector 29 determines the noise level. It is then determined whether this noise level is higher than the value corresponding to the then-current starting point p1 of the expansion region 26, and if it is, the control value Up1 corresponding to point p1 is determined or calculated and is also used to shape control voltage U6.

The flow chart illustrated in Fig. 4 shows, in the speech recognition branch, the weighting of the peak value for speech with a weighting factor  $k_1$ , and in the noise recognition branch, the weighting of the value corresponding to the noise level with a weighting factor  $k_2$ . In addition, in both speech recognition and noise recognition, the corresponding control-signal value is determined as the average of the instantaneous value, the previous value  $U_6 \cdot a$  and multiplication by the factor  $1/(a + 1)$  [sic] and is used to shape control signal  $U_6$ . This improves the continuity of the control sequence.

Figure 5 illustrates the variation of the output level  $LU_2$  over time and gives the values for points  $p_1$ , i.e., the beginning of expansion region 26, and  $p_2$ , i.e., the end of the expansion region and the beginning of compression region 27. Figure 6 shows the family of characteristics that can occur in this case.

Figure 7 illustrates the basic design of a speech detector 28 using a bandpass filter 39 as the speech filter, the filter curve 30 being shown above it, together with the lowpass filter 40 used, which has the rise and fall time function shown in graph 31. Filter curve 30 shows that bandpass filter 39, as the speech filter, preferentially transmits the frequencies that figure most prominently in the speech spectrum. The time function shown in graph 31 can be obtained with the circuit configuration depicted below the graph and composed of capacitor  $C$ , resistor  $R_1$ , arranged in series with diode  $D$ , and resistor  $R_2$ , the series arrangement comprising  $R_1$  and  $D$  being connected to the high point of the parallel arrangement comprising  $R_2$  and  $C$ .

The basic design of a noise detector 29 is illustrated in Fig. 8. Its bandpass filter 41 is designed to have a filter curve 32 that is the inverse of filter curve 30 of the speech detector. The lowpass filter 42 at the output end is designed to yield a curve 33 with a long rise time constant and a short fall time constant, which can be achieved with the circuit configuration depicted below said filter and comprising a parallel branch connected to the high point of capacitor  $C$  and comprising the series arrangement of a resistor  $R_1$  with a diode  $D$ , plus resistor  $R_2$ , arranged in parallel therewith.

The basic circuit diagram of Fig. 9 shows the structure of a compander 5 with a compressor portion 43 and an expander portion 44 and a control voltage  $U_{13}$  derived from the reception signal  $U_{12}$  and used to control sidetone attenuation. Componder control according to the invention is effected through the additional use of the speech and noise detectors 28, 29 described hereinabove



with reference to Fig. 2, sample-and-hold element 35 and threshold-value detector 36 comprising pulse shaper 37 and integrator 38.

In the previously described exemplary embodiments, the branching of the transmission signal to the speech and noise detectors 28, 29 takes place at output 6 of compander 5. However, this branching can also be done as shown in Fig. 10, between microphone 3 and input 4 of compander 5.

Digital components can be used instead of analog: the levels are converted into digital signals and the values that must be determined in order to shift the characteristic curve are computed. This function can be performed by a signal processor, in whose assigned memory the shape of the characteristic is stored as digital words, e.g. in a 16-bit width. In Fig. 10, the values  $y(k)$  signify the sampling values of the microphone signal U1,  $k$  being the sampling instants and  $\bar{y}$ , the digital control value formed from the short-term average of transmission signal U1 or U2 and used to calculate the amplification factor. This control value can be calculated according to the following formula, in which  $a_r$  denotes the coefficient for the time constant for rising levels and  $a_f$  for falling levels; specifically, for rising levels:

$$\bar{y}_r(k) = (1 - a_r) |y(k)| + a_r \bar{y}_r(k-1),$$

if the amount of the instantaneous transmission signal  $|y(k)|$  is greater than the previous value  $y_r(k-1)$ ; and for falling levels:

$$\bar{y}_f(k) = (1 - a_f) |y(k)| + a_f \bar{y}_f(k-1),$$

if the amount of the instantaneous transmission signal  $|y(k)|$  is smaller than or equal to the previously computed value  $\bar{y}_f(k-1)$ .

These formulas essentially describe a first-order recursive filter. In view of the relationship between the amount of the transmission signal  $|y(k)|$  and the previously determined control-signal value  $y_r(k-1)$ , which serves as a criterion for rising and falling levels and determines which parameter  $a_r$  is used, they describe a nonlinear filter. These parameters  $a_r$  define the time constant of the estimation method and are selected so that the rise time of the flank of the input level is roughly 5 to 20 times shorter than [that of] the falling flank.

This estimated value  $\bar{y}_e(k)$  serves as the basis for calculating the amplification factor  $g(\bar{y}_e)$ . However, this calculation further depends on the position of the starting point p2 of compression, which will be identified hereinafter as threshold value  $y_0$ . In addition, the slope of the expansion region is determined by means of a factor p and the expansion width by means of the factor  $w^2$ , from which the expansion amplitude is obtained. Taking these factors as a basis, the individual regions 25, 26, 27 of the characteristic curve can be described by the following formulas:

a) Region 25, extending to the starting point p1 of expansion:

$$g(\bar{y}_e) = C_1.$$

if the control signal  $\bar{y}_e \leq wy_0$

b) Expansion region 26, from p1 to p2 or  $y_0$ :

$$g(\bar{y}_e) = C_2 \bar{y}_e^{p-1}.$$

if  $wy_0 < \bar{y}_e \leq \bar{y}_0$ , and

c) Compression, beginning at p3 or  $y_0$ :

$$g(\bar{y}_e) = C_3 \bar{y}_e^{-p}.$$

if  $y_0 < \bar{y}_e$ .

In the exemplary embodiment of Fig. 10, therefore, the short-term average  $\bar{y}_e$  of the transmission signal  $y(k)$  is calculated according to the above formulas. This value of  $\bar{y}_e$  is compared to the existing threshold value  $y_0$ . If it is smaller than that threshold value, it is concluded that the signals are not speech signals. In that case, accordingly, the long-term term of the noise component  $\bar{y}_n$  is calculated, multiplied by the weighting factor  $w_e(k)$  and held for purposes of analysis.

---

<sup>2</sup>TRANSLATOR'S NOTE: In the claims, this factor appears as an  $\omega$  (Claim 7).

If the average of the short-term term  $\bar{y}$ , is greater than the threshold value  $y_0$ , then the average of the long-term term of the speech component  $\bar{y}_s$  is calculated, multiplied by a weighting factor  $w_s(k)$  where applicable, and added to the long-term term  $\bar{y}_n$  of the noise component. The calculated value is the new nominal value to be used in calculating the threshold value  $y_0$ . This is compared to a computed average, derived from the reception signal  $x(k)$ , of the short-term term  $\bar{x}_s$  of the reception signal  $x(k)$ , multiplied by a speaker-to-microphone coupling factor  $C_m$ . If the computed value for the nominal value of  $y_0$  is greater, then  $y_0$  is calculated. The resulting value  $y_0$  is used together with the computed value  $\bar{y}$ , to calculate the amplification factor  $g(\bar{y})$ , which is then used to calculate the new characteristic curve.

Figure 11 shows this relationship between the input transmission signal  $\bar{y}$ , (U1 in Figs. 1, 2 and 9) and the amplification  $g(\bar{y})$ , which corresponds to the relationship between the input and output signals of the transmission branch. The threshold value  $y_0$ , i.e., point p2, must be selected so that the noise level does not reach the expansion region 26. Another adaptation to environmental noise is therefore necessary. The average values of the long-term terms of the speech signal,  $\bar{y}_s$ , and the noise signal,  $\bar{y}_n$ , are needed for this purpose and can be calculated according to the following formulas:

$$\bar{y}_{in}(k) = (1 - \alpha_1) |y(k)| + \alpha_1 \bar{y}_{in}(k-1),$$

$$\text{if } \bar{y}_s(k) \leq y_0(k),$$

$$\bar{y}_{in}(k) = \bar{y}_{in}(k-1),$$

$$\text{if } \bar{y}_s(k) > y_0(k)$$

and

$$\bar{y}_{in}(k) = y_0(k-1).$$

$$\text{if } \bar{y}_n(k) \leq y_0(k)$$

and

$$\bar{y}_{in}(k) = (1 - \alpha_2) |y(k)| + \alpha_2 \bar{y}_{in}(k-1).$$

if  $\bar{y}_s(k) > y_0(k)$

where the subscript l [signifies] the long-term term, the subscript ln the long-term term of noise and the subscript ls that of speech, [and] a, the applicable coefficients of the time constants, which are selected here as substantially greater than those used to calculate the control signal  $y_l(k)$ . The relationship between the control signal  $y_l(k)$  and the threshold value  $y_0$  is therefore a simple criterion for speech recognition and for calculating the position of the threshold value  $y_0$ . This is done according to the formula:

$$y_0(k+1) = w_n(k) \bar{y}_{ln} + (k) w_s(k) \bar{y}_{ls}(k).$$

where  $w_n(k)$  and  $w_s(k)$  are the weighting of the long-term noise term and the long-term speech term, respectively.

These algorithms yield flawless handsfree talking, for example on a telephone, since the speech quality and the stability of the system are improved in a simple manner and the noise levels can be increased without the need for manual control of the amplification. The algorithms are also suitable for adapting the environmental parameters to system modifications. They can additionally be used along with other algorithms to eliminate, rather than attenuate, echo.

By means of the invention, therefore, in both analog and digital systems the characteristic curve of the compander and the reception volume can always be adjusted automatically and thus adapted to the acoustical situation as a function of the volume of the conversation and environmental noise. At relatively high noise levels, the reception volume is also increased. As the control voltage  $U_6$  increases, the maximum sensitivity is lowered by the shifting of the characteristic curve (a rightward shift of  $p_3$ , hence  $y_0$ ). At the same time, the fact that the expander region is also shifted means that even relatively high noise levels can also be attenuated further, while the reproduction volume is varied proportionally inversely, i.e. increased, and speech signals are consistently transmitted at a constant level due to compression. In addition, the amplitude of the expansion can be reduced if the interval between the speech level and the noise level becomes smaller, as illustrated exemplarily with reference to characteristic curve 24.1 in Figs. 1, 2 and 6. Constant adaptation of the reproduction volume to requirements is maintained throughout.

## Claims

1. A method for improving the transmission characteristics of an electroacoustical system provided with adaptive dynamic control and comprising a transmission branch that includes at least one microphone and a transmission amplifier, a receiving branch that includes a reception amplifier and at least one speaker, and, to effect adaptive dynamic control, a compander whose starting points for compression and expansion can be varied in dependence on transmission, reception, echo and noise signals in that said signals are determined and their levels serve as the basis for the generation of control signals that are used to effect compander control by altering and/or shifting the characteristic curve, particularly in order to improve the handsfree properties of a telecommunication terminal,

### **characterized in that**

- the transmission signal (U1 and/or U2) of the transmission branch (2) is delivered to a speech detector (28), which recognizes in the speech frequency range the peak value ( $L_p$ ) of said transmission signal (U1; U2); in that a speech level corresponding to said peak value ( $L_p$ ) is determined and a speech-level control signal (USp) corresponding thereto and serving to control the characteristic curve ( $LU2 = f(LU1)$ ) is generated or calculated;
  - said transmission signal (U1; U2) is simultaneously delivered to a noise detector (29) and the noise level is determined and a noise-level control signal (UG) corresponding to said noise level and serving to control said characteristic curve ( $LU2 = f(LU1)$ ) is generated or calculated; and
  - in that by the addition of said speech-level control signal (USp) and said noise-level control signal (UG), the position of said characteristic curve ( $LU2 = f(LU1)$ ) is set in such a way that the determined speech level is located within the compression region (p2 to p3) and the determined noise level is located below the expansion region (p1 to p2).
2. The method according to claim 1, characterized in that the reception signal (U10) of said receiving branch (22) is delivered, particularly after the volume regulator (17), to a threshold-value detector (36), the reception level ( $|U12|$ ) is determined and a reception-level

control signal (UE) is generated if said reception level ( $|U_{12}|$ ) is equal to or greater than said threshold value (x); in that said reception-level control signal (UE) is used to drive a control unit (35) via which compander control is interrupted and the last available level of said control signal (U6) effecting compander control is stored and compander control is performed in dependence on said stored control signal (U6) for the duration of said reception-level control signal (UE); and in that if no reception-level control signal (UE) is present, the compander control is switched back on.

3. The method according to claim 1, characterized in that with increasing noise levels and/or with decreasing intervals between the speech level and the noise level, the amplitude of said expansion region (26) is decreased and vice versa; [and] in that in response to a change in the determined noise level and/or the determined interval between the speech and noise levels, a control signal controlling the expansion amplitude of said compander (5) is generated and is imposed on said expansion branch of said compander.
4. The method according to claims 1 and 2, characterized in that the components determining said characteristic curve ( $LU_2 = f(LU_1)$ ) of said compander (5) are selected such that the basic setting of said characteristic curve is first carried out with reference to an average acoustical environment; in that it is subsequently determined whether a reception signal ( $U_{12}$ ) is present that is greater than the predetermined reception-level threshold (x); in that if a reception signal that is above said threshold value (x) is present, an analysis of sidetone attenuation, and via this operation a control of the characteristic curve, are performed, and if a reception signal ( $U_{12}$ ) is not present or is too small, it is ascertained whether a burst is occurring in said transmission signal ( $U_1, U_2$ ); in that if a burst is present the level of the peak value ( $L_{ss}$ ) is determined and is multiplied by a first weighting factor ( $k_1$ ) and in this way the position of the level ( $U_{p2}; U_{p2-p3}$ ) of the characteristic curve that defines the starting point ( $p_2$ ) or the region ( $p_2$  to  $p_3$ ) of compression is determined or calculated, and if no burst is present the noise level is determined and it is ascertained whether it is greater or smaller than the level of said starting point ( $p_1$ ) of expansion; in that if said level is smaller, the noise-level determination is repeated and if said

level is greater it is multiplied by a second weighting factor (k2) and in this way the position of the level (Up1) defining the starting point (p1) of expansion is determined or calculated; in that the control signal (U6) for controlling the characteristic curve is then generated or calculated from the sum of the weighted levels (Up1 and Up2 or Up1 and Up2-p3, respectively) and is used to shift the characteristic curve.

5. The method according to claim 4, characterized in that respective integrators (48, 49) each comprising a capacitor (C), a resistor (R<sub>1</sub>) with a diode (D) connected in series therewith, and a resistor (R<sub>2</sub>) are used to generate the time constant of said speech detector (28) and said noise detector (29), the following condition being met for the time function F(t):

[equation not given]

6. The method according to claim 4, characterized in that to determine or calculate the position of said starting point (p2) or said region (p2 to p3) of compression, the time constants of the speech filter (40) and of the noise filter (42) are each generated from the instantaneous value of said control signal (U6, 1/(a + 1)) and the previously determined value (U6\*, a) thereof [and] an average value is generated or calculated and made available for compander control, values for the factor a that are inversely proportional to each other being used to calculate the respective time constants of said speech filter (40) and said noise filter (42).
7. The method according to claim 1, characterized in that the control signal (y) to be output by said speech detector (28) is calculated from the transmission signal (y(k)) with regard to rising levels according to the formula:

$$\bar{y}_s(k) = (1 - a_s) |y(k)| + a_s \bar{y}_s(k-1).$$

i.e., for the case in which  $|y(k)| > y_s(k-1)$ , and with regard to falling levels according to the formula:

$$\bar{y}_s(k) = (1 - a_s) |y(k)| + a_s \bar{y}_s(k-1).$$

i.e., for the case in which  $|y(k)| \leq y_0(k-1)$ , where  $a_1$  are the parameters for the time constants of said speech filter and  $a_2$  defines the time constants for rising levels and  $a_3$  those for falling levels, and said time constants  $a_1$  and  $a_2$  are selected so that the rise time of the rising flank is about 5 to 20 times, particularly 10 times shorter than that of the falling flank, and in that the control signal  $(y_0(k))$  so obtained is used to calculate the amplification factor  $(g(y_0))$  of said compander (5) according to the following formula:

$$g(\bar{y}_0) = C_1,$$

if  $\bar{y}_0 \leq \omega y_0$ ,

$$g(\bar{y}_0) = C_2 \bar{y}_0^{p-1}.$$

if  $\omega y_0 < \bar{y}_0 \leq y_0$ , and

$$g(\bar{y}_0) = C_3 \bar{y}_0.$$

if  $y_0 < \bar{y}_0$ .

8. The method according to claim 7, characterized in that said threshold value  $(y_0)$ , i.e., the starting point (p2) of compression, is calculated according to the formula:

$$y_0(k+1) = w_n(k) y_{n0}(k) + w_s(k) y_{s0}(k).$$

where  $w_n(k)$  and  $w_s(k)$  signify weighting factors and the subscript  $n$  = the noise component, the subscript  $s$  = the speech component, the subscript  $ln$  = the long-term term of the noise signal and the subscript  $ls$  = the long-term term of the speech signal, and the latter are calculated according to the following formulas:

$$\bar{y}_{ln}(k) = (1 - a_1) |y(k)| + a_1 \bar{y}_{ln}(k-1).$$

if  $\bar{y}_{ln}(k) \leq y_0(k)$ ,



$$\bar{y}_{in}(k) = + y_{in}(k-1),$$

if  $\bar{y}_s(k) > y_s(k)$ ,

and

$$\bar{y}_s(k) = y_s(k-1)$$

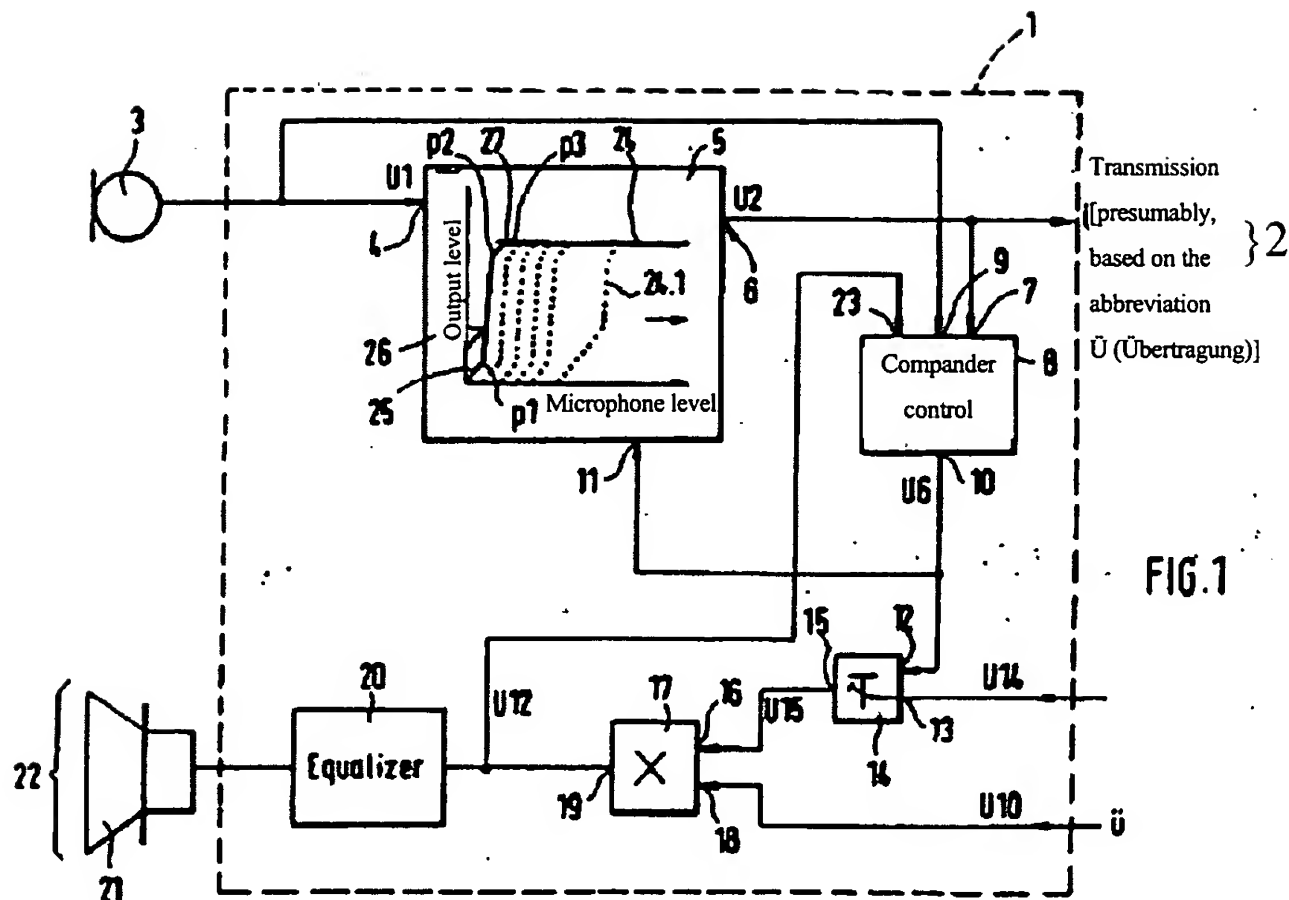
if  $\bar{y}_s(k) \leq y_s(k)$

and

$$\bar{y}_{in}(k) = (1 - a) | y(k) | + a \bar{y}_{in}(k-1),$$

if  $\bar{y}_s(k) > y_s(k)$ .

9. The method according to one of claims 1 to 8, characterized in that said compander is implemented as a digital signal processor, in that the analog transmission and reception signals (U1 and U10/U12) are digitized, [and] in that the course of the characteristic curve is stored in digital form in a memory and is shifted and/or altered in accordance with digital control signals calculated from the individual control variables and the characteristic curve so modified is used for compander control.



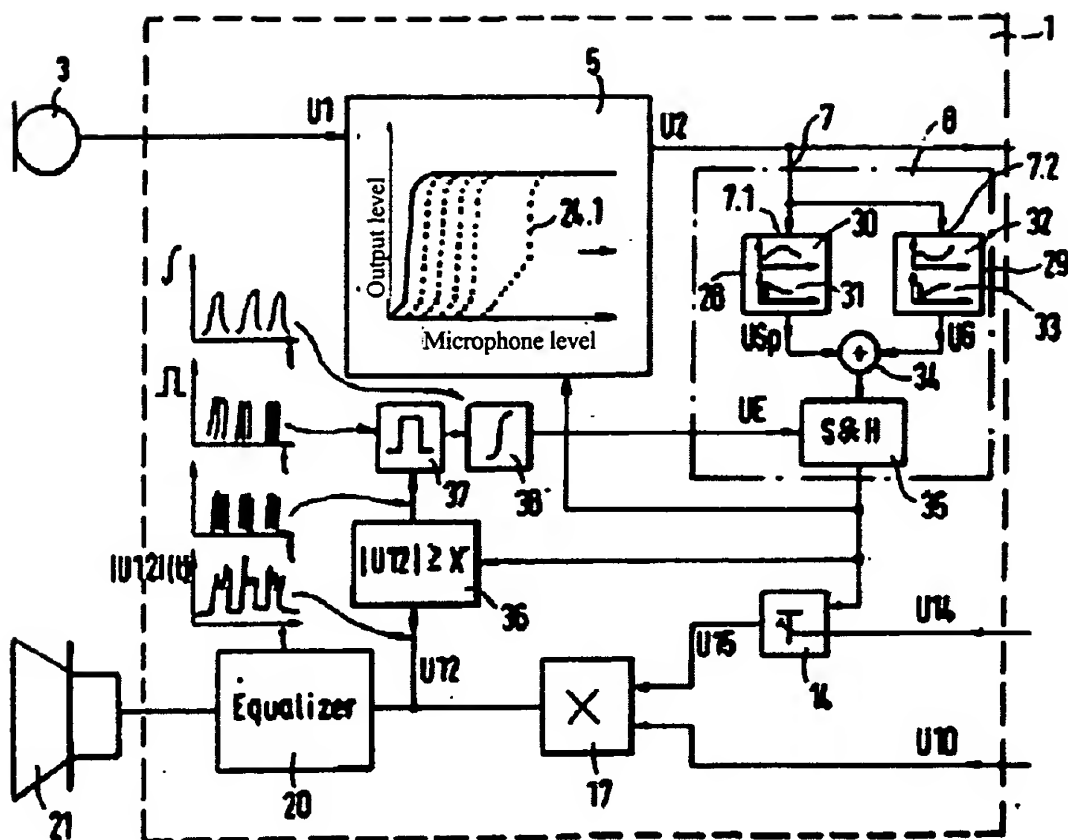


FIG. 2

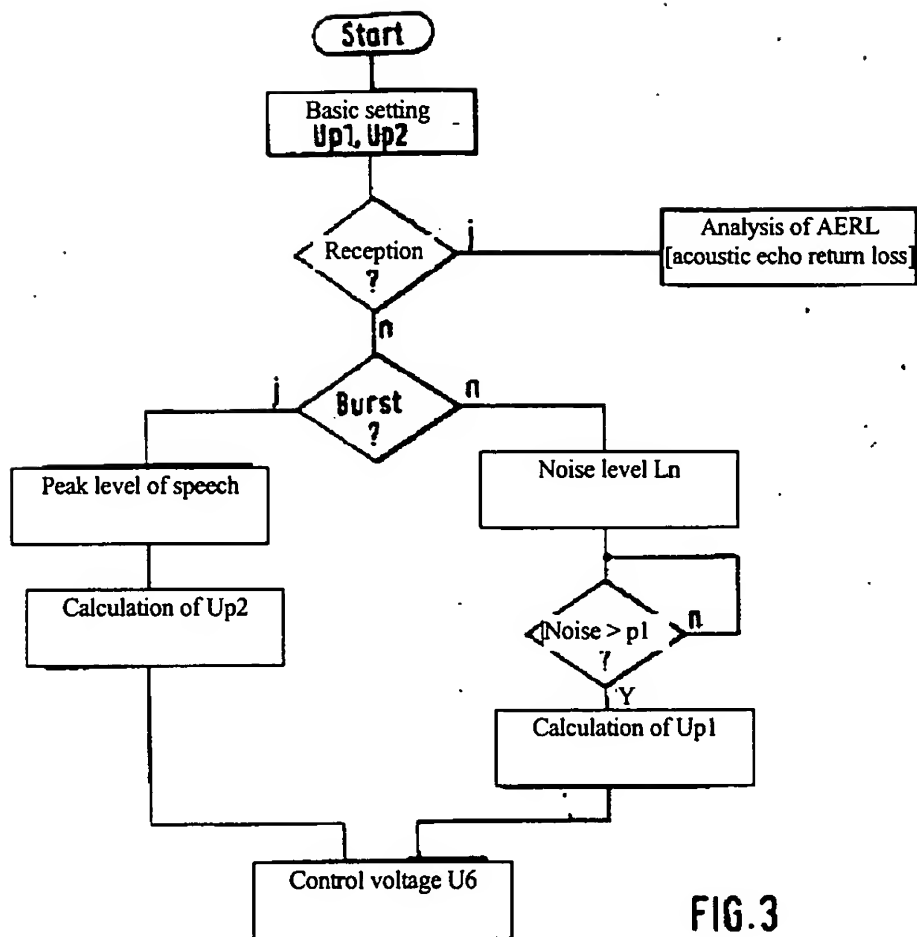


FIG.3

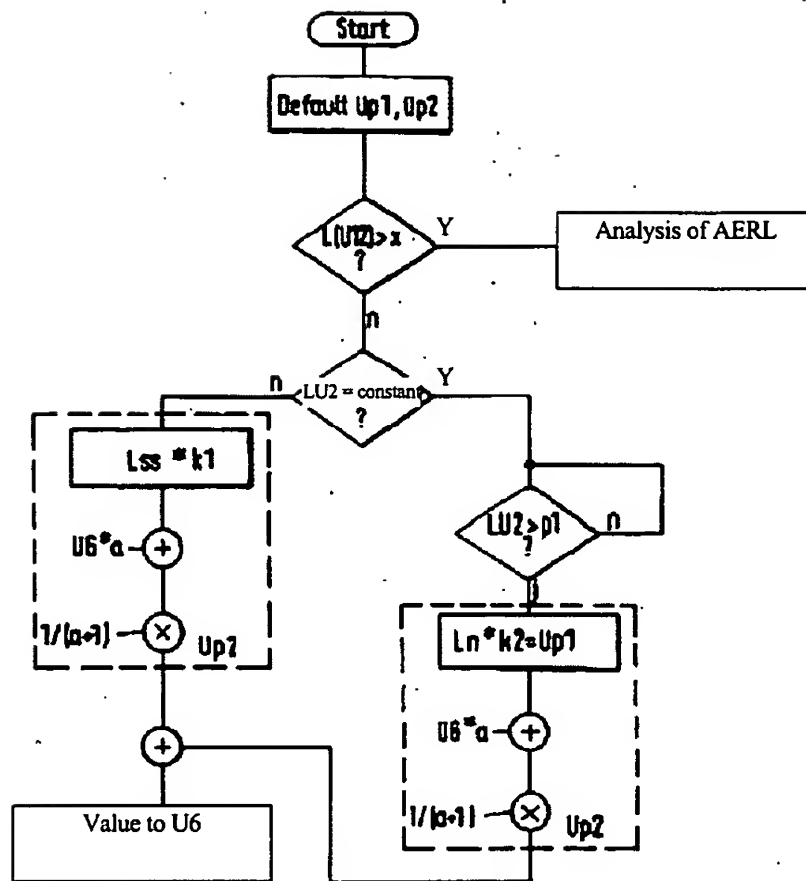


FIG. 4

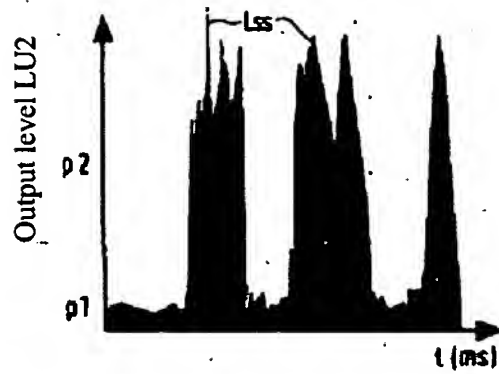


FIG. 5

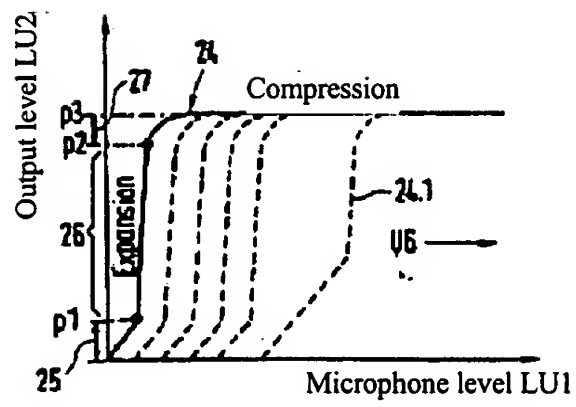
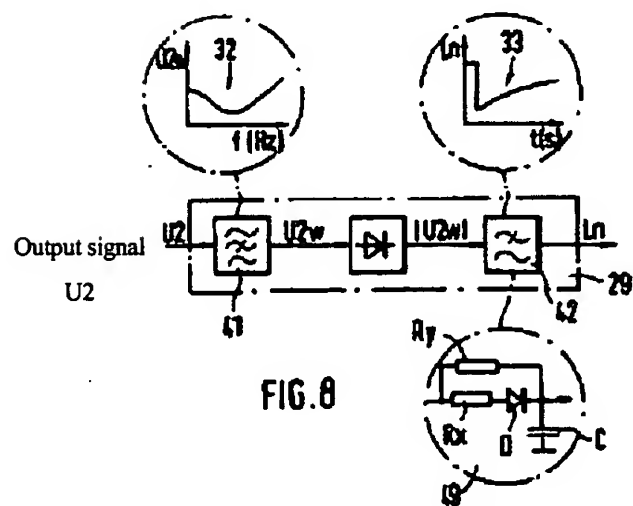
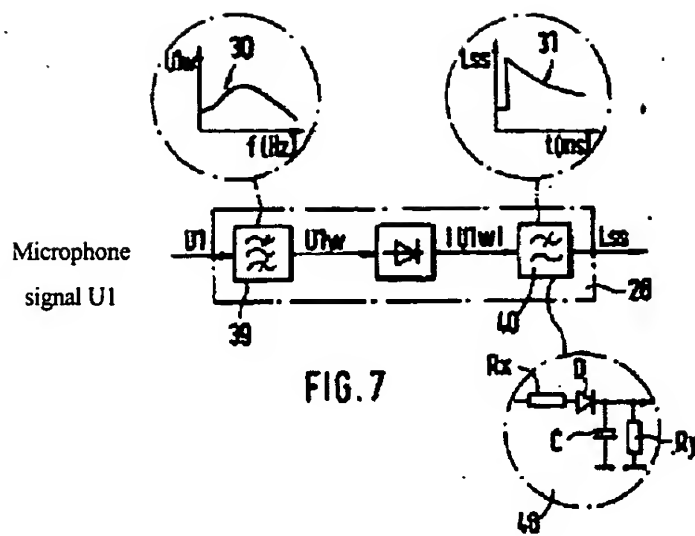
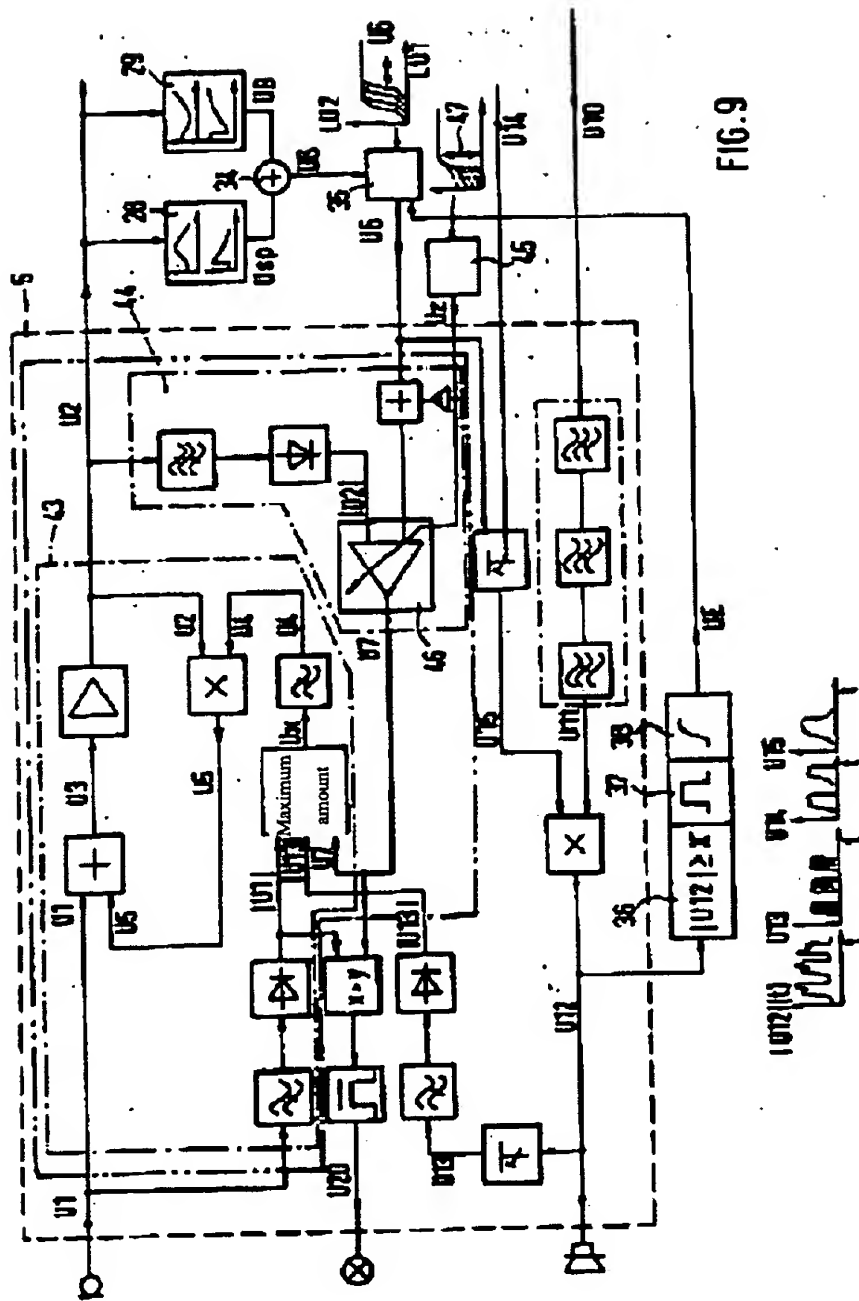


FIG. 6







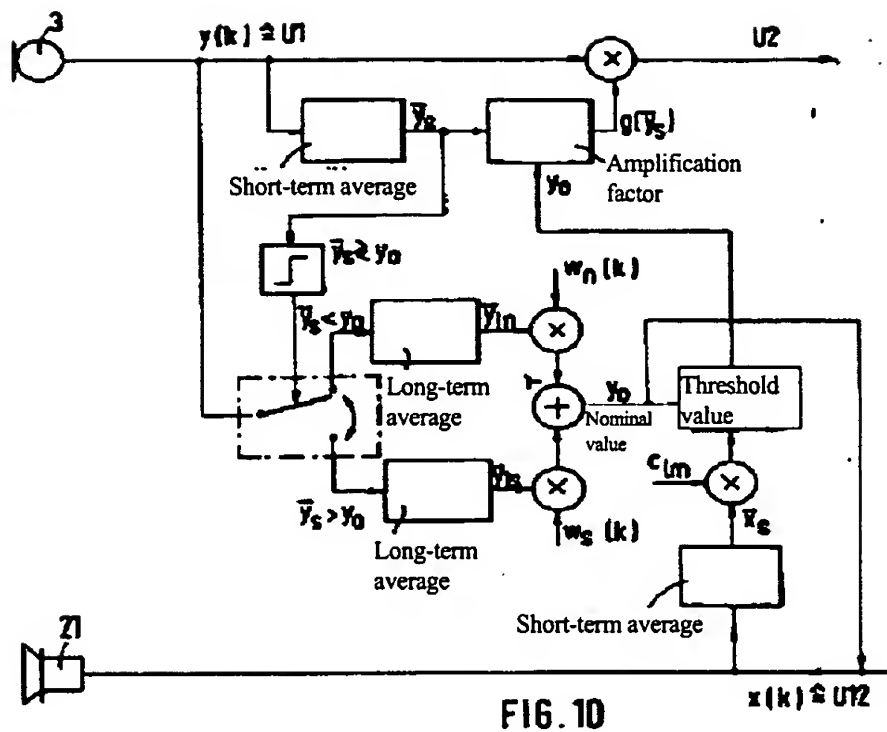


FIG. 10

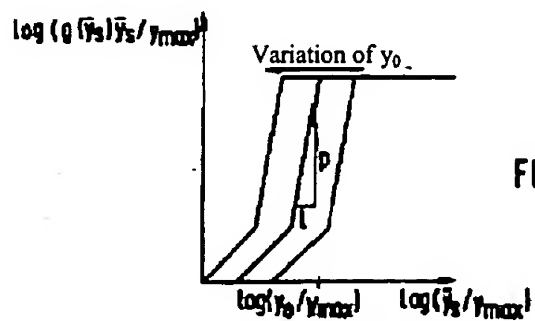


FIG. 11